

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**Інститут телекомунікаційних систем
Кафедра Інформаційно-телекомунікаційних мереж**

«На правах рукопису»
УДК 621.391.962

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри
_____ Лариса ГЛОБА
« ____ » _____ 2020 р.

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра
за освітньо-професійною програмою «Інформаційно-комунікаційні
технології»
зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
на тему: «Приймально-пеленгаторний модуль радіомоніторингу
телекомунікаційних мереж з розробкою аналого-цифрового пристрою
вимірювання несучої частоти»**

Виконав:
студент VI курсу, групи ПІ-391мп
Рудевич Андрій Євгенович _____

Керівник:
доцент кафедри ІТМ ІТС, доцент, к.т.н.
Ільницький Анатолій Іванович _____

Рецензент:
доцент кафедри ТК ІТС, доцент, к.т.н.
Цуканов Олег Федорович _____

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших авторів
без відповідних посилань.
Студент _____

Київ – 2020 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Інститут телекомунікаційних систем
Кафедра інформаційно-телекомунікаційних мереж

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інформаційно-комунікаційні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

(підпис) Л.С. Глоба

«__» _____ 2020 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Рудевичу Андрію Євгеновичу

1. Тема дисертації «Приймально-пеленгаторний модуль радіомоніторингу телекомунікаційних мереж з розробкою аналого-цифрового пристрою вимірювання несучої частоти», науковий керівник дисертації доцент кафедри інформаційно-телекомунікаційних мереж Ільницький Анатолій Іванович, доцент, к.т.н., затверджені наказом по університету від «04» листопада 2020 р. № 3218-с.
2. Термін подання студентом дисертації 10.12.2020 р.
3. Об'єкт дослідження: процес вимірювання частоти при радіомоніторингу джерел радіовипромінювання ТКМ
4. Предмет дослідження: проектування нових та удосконалення вже існуючих методів і способів вимірювання частоти джерел радіовипромінювання при радіомоніторингу ТКМ з розробкою пристроїв їх технічної реалізації.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити:
 - 5.1. Проблемні питання вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем та основні

напрями їх вирішення

5.2. Структурно-функціональна схема приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж та режим його роботи

5.3. Патентний пошук аналогів і аналіз сучасних методів і способів вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

5.4. Вибір і опис прототипу методу вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж та пристрою його реалізації

5.5. Синтез аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

5.6. Стартап-проект аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

6. Орієнтовний перелік ілюстративного матеріалу:

6.1. Загальна характеристика роботи

6.2. Структурна схема глобальної телекомунікаційної мережі

6.3. Структурно-функціональна схема приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж

6.4. Структурно-функціональна схема прототипу вимірювача миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

6.5. Дискримінаційні характеристики вимірювача несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і основні аналітичні залежності щодо вирішувального правила визначення несучої частоти

6.6. Структурно-функціональна схема аналого-цифрового двоканального вимірювача несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

6.7. Програма і алгоритм обчислення несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж цифровим сигнальним процесором

6.8. Графічні залежності щодо точності вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

6.9. Основні результати оцінки стартап-проекту аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

7. Орієнтовний перелік публікацій:

7.1. Ільницький А.І., Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті вхідних сигналів. - Деклараційний патент №144798 на корисну модель u202003103 від 25.05.2020.- Бюл.№20, 26.10.2020

7.2. Ільницький А.І., Рудевич А.Є., Куценко Р.О. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання. - Деклараційний патент №145417 на корисну модель u202003993 від 02.07.2020.- Бюл.№23, 11.12.2020

7.3. Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого-цифровий приймально-пеленгаторний модуль моноімпульсного радіомоніторингу інфокомунікаційних мереж. - Міжнародна науково-практична конференція «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» ОНАЗ ім. О.С. Попова. Зб. матеріалів конф. - Одеса, 16-19 листопада 2020 р.

7.4 Ільницький А.І., Цуканов О.Ф., Якорнов Є.А. та інші. Звіт з виконання НДР «Розробка і дослідження методів моноімпульсного пеленгування і вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем», шифр «Пеленг», номер держреєстрації - № 0117U006385, 2017-2020 р.

8. Дата видачі завдання «5» вересня 2019 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання	Примітка
1	Аналіз проблемних питань вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем та основні напрями їх вирішення. Розробка структурно-функціональної схеми приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж	5.09.19 – 10.10. 19	виконано
2	Аналіз сучасних методів і способів вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Патентний пошук аналогів	11.10.19 – 18.01. 20	виконано
3	Обґрунтування і вибір прототипу способу та пристрою вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Критика обраного прототипу	19.01.20 – 27.02. 20	виконано
4	Розробка структурно-функціональної схеми аналого-цифрового двоканального вимірювача несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	28.02.20 – 15.04. 20	виконано
5	Розробка програми і алгоритму обчислення несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж цифровим сигнальним процесором. Розрахунок графічних залежностей щодо точності вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	16.04.20 – 02.09.20	виконано
6	Розробка стартап-проекту аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	03.09.20 – 05.10. 20	виконано
7	Оформлення графічного матеріалу	20.11.20	виконано
8	Оформлення магістерської роботи	1.12.20	виконано
9	Складання доповіді по роботі	20.12.20	виконано

Студент _____

Андрій РУДЕВИЧ

Науковий керівник _____

Анатолій ІЛЬНИЦЬКИЙ

РЕФЕРАТ

Робота містить 101 сторінок, 21 рисунок та 28 таблиць. Було використано 25 джерел.

Мета роботи: підвищення ефективності процесу радіомоніторингу джерел телекомунікаційних мереж і систем за рахунок підвищення точності, швидкодії та достовірності визначення несучої частоти радіовипромінювань.

Проаналізовано сучасні методи і способи вимірювання несучої частоти, розроблено структурно-функціональну схему приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж, проаналізовано прототипи пристрою вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Запропоновано аналого-цифровий метод вимірювання несучої частоти. Розроблено структурно-функціональну схему аналого-цифрового двоканального вимірювача несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж та алгоритм програми обчислення несучої частоти джерел радіовипромінювання. Проілюстровано графічні залежності щодо точності вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Проаналізовано та розроблено стартап-проект аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання.

Ключові слова: вимірювач частоти, вимірювання частоти, ЦСП, АЦП.

ABSTRACT

The work contains 101 pages, 21 figures and 28 tables. 25 sources have been used.

Goal: to increase the efficiency of the process of radio monitoring of telecommunication networks and systems sources by increasing the accuracy, speed and reliability of determining the carrier frequency of radio emission.

Modern methods of carrier frequency measurement are analyzed, the structural-functional scheme of the monopulse receiving and direction-finding module for radio monitoring of telecommunication networks is developed, prototypes of the device for measuring instantaneous frequency of radio emission sources of telecommunication networks are analyzed. An analog-digital method of carrier frequency measurement is proposed. The structural-functional scheme of analog-digital two-channeled carrier frequency measurement of radio emission sources of telecommunication networks and algorithm of the program for calculation of carrier frequency of radio emission sources are developed. Graphical dependences on the accuracy of measurement the carrier frequency of radio emission sources of telecommunication networks are illustrated. The start-up project of the analog-digital device of two-channeled carrier frequency measurement of radio emission sources is analyzed and developed.

Key words: frequency meter, frequency measurement, DSP, ADC.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	12
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ МЕТОДІВ ТА СПОСОБІВ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНО-ЧАСОВИХ ПАРАМЕТРІВ ТА НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ. ПАТЕНТНИЙ ПОШУК.....	15
1.1. Методи і способи моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання.....	17
1.1.1 Метод аналізу радіочастотного спектра	17
1.1.2 Метод вимірювання миттєвої частоти.....	24
1.2. Математична формалізація і вирішувальне правило процесу вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами радіомоніторингу.....	29
Висновки	38
РОЗДІЛ 2 УДОСКОНАЛЕНИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ	39
2.1. Двоканальний фазометричний метод вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами радіомоніторингу	39
2.2. Аналоговий пристрій технічної реалізації двоканального фазометричного способу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж.....	45
Висновки	47
РОЗДІЛ 3 АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ	49

3.1. Аналого-цифровий двоканальний фазометричний спосіб моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж.....	49
3.2. Аналого-цифровий пристрій технічної реалізації двоканального фазометричного способу моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	50
3.3. Алгоритм та обчислювальна програма вирішувального правила з визначення несучої частоти цифровим сигнальним процесором	53
Висновки	62
РОЗДІЛ 4 АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕЛЕНГАТОРНИЙ МОДУЛЬ РАДІОМОНІТОРИНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ.....	63
4.1. Структурно-функціональна схема аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних мереж.....	63
4.2. Технічні характеристики аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних мереж.....	65
Висновки	69
РОЗДІЛ 5 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ ТА БІЗНЕС-ПЛАН ЙОГО РЕАЛІЗАЦІЇ.....	71
5.1 Опис ідеї стартап-проекту.....	71
5.2 Технологічний аудит ідеї стартап-проекту	73
5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	74
5.4 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту	85
5.5. Бізнес-план реалізації стартап-проекту	90
5.5.1 Короткий інвестиційний меморандум	90
5.5.2 Опис бізнесу та продукту.....	90
5.5.3 План виробництва.....	91
5.5.4 Квартальна кількість продаж та очікуваний фінансовий дохід ..	91

	10
5.5.5 Витрати та чистий дохід.....	93
5.5.6 Фінансова оцінка.....	94
Висновки	95
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	96
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	99

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АЦП	Аналого-цифровий процесор
ВМЧ	Вимірювання миттєвої частоти
ДЗ	Джерело завад
ДН	Діаграма направленості
ДРВП	Джерела радіовипромінювання
ДХ	Дискримінаційна характеристика
ЕМЗ	Електромагнітна завада
ЕМО	Електромагнітна обстановка
МПІМ	Моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль
ПЕОМ	Персональна електронно-обчислювальна машина
ПЧ	Проміжна частота
РЕЗ	Радіоелектронні засоби
РЕО	Радіоелектронна обстановка
РЕС	Радіоелектронні системи
РМ	Радіомоніторинг
РПП	Радіоприймальний пристрій
СІСПР	Міжнародний спеціальний комітет по радіозавадам
ТКМ	Телекомунікаційні мережі
ТКС	Телекомунікаційні системи
ЦСП	Цифровий сигнальний процесор
ШПФ	Швидке перетворення Фур'є

ВСТУП

Актуальність. Відомо, що сучасні телекомунікаційні системи (ТКС) виконують велику кількість завдань та відрізняються значною різноманітністю як структурної, так і функціональної побудови і функцій за призначенням. Глобальна ТКС є багатофункціональною параметричною радіотехнічною системою, кожний елемент якої у сукупності створює складну радіоелектронну обстановку(РЕО).

Загальний контроль за станом РЕО – радіомоніторинг (РМ) здійснюють сили і засоби Українського державного центру радіочастот та нагляду за зв'язком. Вони із заданою періодичністю визначають умови енергетичного та структурного частотно-часового доступу до джерел радіовипромінювань (ДРВП) з метою забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) ТКС, що є запорукою їх високої ефективності роботи. Однак, на цей час оперативного контролю за станом РЕО і виконання умов забезпечення ЕМС безпосередньо у процесі експлуатації у операторів ТКС практично немає. Тому тема роботи, яка присвячена розробці приймально-пеленгаторного модуля є актуальною і підтверджується існуючою проблемною ситуацією.

Мета роботи: підвищення ефективності процесу радіомоніторингу джерел телекомунікаційних мереж і систем за рахунок підвищення точності, швидкодії та достовірності визначення несучої частоти радіовипромінювань.

Науково-технічна задача полягає у розробці нових або удосконаленні вже існуючих методів та способів вимірювання несучої частоти, а також у синтезі пристроїв їх технічної реалізації.

Об'єкт дослідження: процес вимірювання частоти при радіомоніторингу джерел радіовипромінювання ТКМ.

Предмет дослідження: приймально-пеленгаторний модуль моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж з розробкою пристрою вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання ТКМ.

Для досягнення мети дослідження було поставлено та вирішено такі основні задачі:

1. Аналіз проблемних питань вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем та основні напрями їх вирішення. Розробка структурно-функціональної схеми приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж;
2. Аналіз сучасних методів і способів вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж;
3. Розробка структурно-функціональної схеми аналого-цифрового двоканального вимірювача несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж;
4. Розробка програми і алгоритму обчислення несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж цифровим сигнальним процесором;
5. Розрахунок графічних залежностей щодо точності вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж;
6. Розробка стартап-проекту аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж.

Теоретичний результат дослідження: розроблений аналого-цифрового спосіб вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання при моніторингу телекомунікаційних мереж і систем.

Практичний результат роботи: синтезований аналогово-цифровий пристрій вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання, що є невід'ємною частиною розробленого приймально-пеленгаторного модулю радіомоніторингу телекомунікаційних мереж і систем.

Публікації та апробації результатів роботи: основні результати роботи увійшли до підсумкового звіту НДР «Розробка і дослідження методів моноімпульсного пеленгування і вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем, шифр «Пеленг», (номер держреєстрації - № 0117U006385, 2017-2020 р.), опубліковані в тезисах

доповіді на Міжнародній науково-практичній конференції «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» ОНАЗ ім. О.С. Попова. Зб. матеріалів конф - Одеса, 16-19 листопада 2020 р., та отримано 2 деклараційні патенти на корисні моделі: №144798 - u202003103 від 25.05.2020р., №145417 - u202003993 від 02.07.2020 р.

Обсяг і зміст роботи: робота складається з вступу, 5-ти розділів, загальних висновків та списку використаної літератури. Загальний обсяг роботи - 101 стор., де 21 малюнок, 27 таблиць, 19 літературних джерел.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ТА СПОСОБІВ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНО-ЧАСОВИХ ПАРАМЕТРІВ ТА НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ. ПАТЕНТНИЙ ПОШУК

Технічний контроль електричних параметрів передавачів проводиться під час випробувань РЕЗ, введення передавачів в експлуатацію та інспекційних перевірок РЕЗ. При цьому вимірювання проводять як вручну безпосередньо на антенному виході передавача з урахуванням впливу на РЕЗ усіх дестабілізуючих чинників (кліматичних, коливання рівня напруги й частоти електроживлення тощо) за допомогою методик, визначених технічними умовами на конкретні типи РЕЗ, так і дистанційно, «за полем», у реальних умовах їхньої експлуатації із застосуванням автоматизованих засобів радіомоніторингу або технічних засобів радіоконтролю. [1]

У першому випадку, відповідно до ГОСТ 30338 [2], вимірювання частоти проводять, як правило, в режимі без модуляції несучої частоти і за умови, що передавач настроєний на віддачу номінальної потужності в навантаження (антену чи її еквівалент) [2].

Відомо багато методів вимірювання частоти та її допустимого відхилення, які можуть бути використані під час проведення технічного контролю електричних параметрів РЕЗ (наприклад, наведені в ГОСТ 30338), але найпоширенішого застосування здобули методи, які ґрунтуються на використанні електронно-лічильного частотоміра або аналізатора спектра [2].

Контроль допустимого відхилення частоти радіопередавачів за допомогою електронно-лічильного частотоміра, здійснюють за узагальненою структурною схемою, наведеною на рис. 1.1.

У процесі проведення вимірювання частоти допускається підключати електронно-лічильний частотомір до проміжних каскадів радіопередавача, його попереднього підсилювача тощо.



Рис. 1.1. Структурна схема вимірювання частоти радіопередавача із застосуванням електронно-лічильного частотоміра

Відповідно до ГОСТ 30338 контроль за відхиленнями частоти передавачів від номінальних значень потрібно проводити з урахуванням впливу на РЕЗ усіх дестабілізуючих чинників (кліматичних, коливання рівня напруг й частоти електроживлення тощо), при цьому вимірювання частоти необхідно виконати не менше 10 разів підряд і визначити за їхніми результатами середнє арифметичне значення Δf різниця між виміряними $f_i (i = 1, 2, \dots, n)$ і присвоєним (номінальним) f_n значеннями частоти за формулою [2]:

$$\Delta f = \frac{1}{n} [\sum_{i=1}^n |f_i - f_n|] \quad (1.1)$$

Передавач, частота якого контролювалася, відповідає вимогам щодо допустимого відхилення частоти, якщо

$$\frac{\Delta f}{f_n} \leq N \quad (1.2)$$

або

$$\Delta f \leq N_i \quad (1.3)$$

де N_i - відхилення частоти, виражене в герцах; N - відносне відхилення частоти, виражене в мільйонних частках ($\pm N \times 10^{-6}$). Одиницю виміру відхилення частоти в герцах зазвичай застосовують для радіопередавачів, які працюють на частотах до 1 ГГц [2].

Відповідність радіопередавача, частота якого контролювалася, вимозі щодо допустимого відхилення його робочої частоти визначають за формулами (1.1) - (1.3) після статистичного оцінювання низки (не менше 10) вимірів, похибка яких повинна бути не гірше 0,1 допустимого відхилення частоти. При

цьому для всіх радіопередавачів, частота яких перевіряється, відповідно до вимог ГОСТ 30338, відношення значення похибки вимірювання, яка складається з похибки методу вимірювання та похибки засобів вимірювальної техніки, до значення допустимого відхилення частоти повинно бути не більше, ніж 1:3. Виняток становлять лише передавачі станцій радіовизначення (що працюють в режимі імпульсної модуляції короткими імпульсами в смузі частот від 0,1 ГГц до 10,5 ГГц), для яких допускається один порядок точності вимірювання відхилення частоти та його нормативного значення [2].

1.1. Методи і способи моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання

Відомо багато методів вимірювання частоти, які можуть бути використані під час проведення моніторингу спектра й технічного радіоконтролю параметрів РЕЗ, але нині найпоширенішого застосування здобули [3]:

- 1) метод лічильника частоти (ЛЧ);
- 2) метод частотного дискримінатора (ЧД);
- 3) метод аналізу радіочастотного спектра (АРЧС);
- 4) метод вимірювання миттєвої частоти (ВМЧ);
- 5) метод швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

Застосовність цих методів для радіочастотного контролю РЕЗ певних видів радіозв'язку наведена в табл. 1.1. [3]. Універсальними є останні три методи.

Незалежно від методу, в будь-якому випадку вимірювання частоти повинне проводитися за оптимальних умов приймання сигналу ДРВп для того, щоб виключити вплив радіозавад і (або) завмирань сигналу на виміри. Крім цього бажано, щоб оператори радіоконтролю не знали точні значення частот, що вимірюються, з метою запобігання мимовільного корегування вимірів [1].

1.1.1 Метод аналізу радіочастотного спектра

В разі застосування деяких видів цифрової модуляції, на відміну, наприклад, від більшості видів аналогової модуляції, центральна частота в спектрі сигналу РЕЗ виражена не чітко і однозначно визначити її важко або й

неможливо (рис. 1.2). У таких випадках вона може бути розрахована за результатами вимірювання ширини займаної смуги частот ВЗ і значень її верхньої та нижньої межі за формулою:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (1.4)$$

де f_0 - центральна частота спектра;

f_1 - нижнє значення ширини займаної смуги частот;

f_2 - верхнє значення ширини займаної смуги частот.

Таблиця 1.1.

Застосовність методів вимірювання частоти для певних видів радіозв'язку

Види радіозв'язку	Метод				
	ЛЧ	ЧД	АРЧС	ВМЧ	ШПВ
Неперервна несуча (NON)	х	х	х	х	х
Радіомовлення і радіотелефонія	х	х	х	х	х
Аналогове телебачення	х	х	х	х	х
Цифрове радіомовлення			х		х
Телебачення MMDS	х		х		х
Системи широкосмугового бездротового доступу			х	х	х
Системи множинного доступу			х	х	х
Імпульсні радіолокаційні сигнали		х	х	х	х
Стільникові системи телефонного зв'язку			х	х	х
Радіорелейний зв'язок	х		х	х	

Вимірювання ширини займаної смуги частот у даному випадку можна провести відомими методами, наприклад, за критерієм x дБ за допомогою аналізатора спектра або за критерієм відношення потужностей з використанням методів ШПФ [1].

За допомогою цього методу можна виміряти частоту імпульсного, наприклад, радіолокаційного, радіосигналу (рис. 1.3). Як правило, зонduючий сигнал радіолокатора представляє собою періодичну послідовність радіоімпульсів, які прямують із періодом повторення T_n . Спектр такого сигналу має дискретний характер. Тривалість імпульсу τ_i може бути визначена за значенням відстані між першими мінімумами амплітуд на зображенні спектра. За достатньої розрізняльної здатності вимірювального засобу також може бути виміряна частота повторення імпульсів T_n як значення, яке відповідає відстані між дискретними складниками спектра сигналу. При цьому значення несучої частоти буде відповідати частоті, на якій спостерігається максимальне значення рівня амплітуди сигналу (в разі застосування осцилографа) або максимальне значення обвідної спектра сигналу (в разі застосування аналізатора спектра). Точність вимірювання за цим методом суттєво залежить від розрізняльної здатності за частотою вимірювального засобу [3].

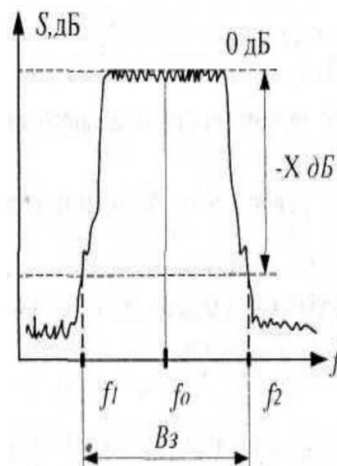


Рис.1.2. Центральна частота в спектрі сигналу РЕЗ

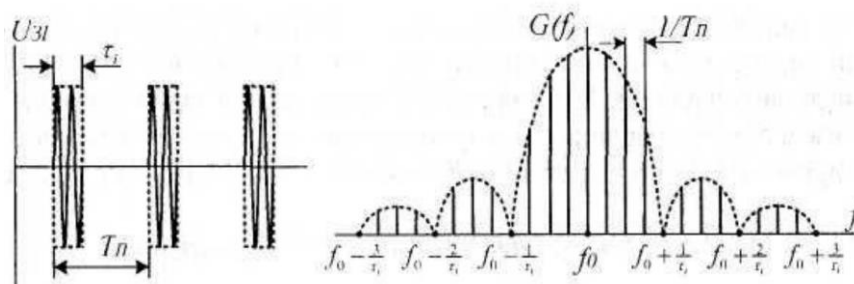


Рис.1.3. Періодична послідовність імпульсів і спектр радіолокаційного сигналу

1.1.2 Метод швидкого перетворення Фур'є

ШПФ - це ефективний метод перетворення спектральної залежності цифрової амплітуди з часом у спектральну залежність амплітуди з частотою. При цьому звичайне дискретне перетворювання Фур'є, за якого потрібно N^2 арифметичних операцій, замінюється рекурсивною послідовністю з кількістю операцій $N \log_2 N$ за рахунок виключення повторень. Для роботи алгоритмів ШПФ необхідно, щоб довжина вихідної низки даних (кількість відліків сигнальної вибірки N) була кратною ступеню 2. В той же час довжина сигнальної вибірки повинна бути достатньою для отримання необхідної роздільної здатності за частотою Δf [3].

$$N = \frac{F_{\text{дискр}}}{\Delta f} \quad (1.5)$$

де $F_{\text{дискр}}$ - частота взяття відліків вибірки, яка за теоремою Котельникова повинна перевищувати як мінімум удвічі максимальну частоту сигналу, що перетворюється.

Детальне дослідження РЧС припускає наявність спектральної лінзи на основі збільшення тривалості вибірки за умови збереження смуги частот, яка аналізується, або зменшення цієї смуги і відповідного зменшення $F_{\text{дискр}}$, за тої ж тривалості вибірки.

Частота радіосигналу за даним методом оцінюється за максимальним спектральним складником.

У випадку визначення частоти ЧМ сигналів або сигналів із частотною маніпуляцією, в яких рівні спектральних складників на несучих частотах можуть бути меншими, ніж на інших частотах, унаслідок того, що їхній спектр залежить від фактичної модуляції та частотного зсуву, необхідно проводити усереднення спектра, тобто обчислювати середні значення амплітуд спектральних складників для декількох поточних спектрів. Тривалий час усереднення потрібний і в разі вимірювання частоти сигналів із невисокими відношеннями сигнал/шум [3].

У процесі визначення частоти широкосмугових ЧМ сигналів, в яких рівні спектральних складників на несучих частотах також залежать від фактичної модуляції, що утруднює їхнє вимірювання, з метою зниження індексу модуляції додатково може використовуватися ділення сигналу ПЧ (до 200 раз) із наступною поправкою на коефіцієнт ділення. Таким чином широкосмугові сигнали перетворюються у вузькосмугові, в результаті чого зміна рівня складника несучої частоти в спектрі сигналу виключається. Для сигналів, які не мають несучої частоти, наприклад, з ортогональним частотним розділенням каналів із кодуванням (COFDM) або з однією боковою смугою частот, значення центральної частоти обчислюється як середньоарифметичне значення крайніх частот смуги [4].

Приклад системи вимірювання частоти на основі ШПФ наведений на рис. 1.4 [3].

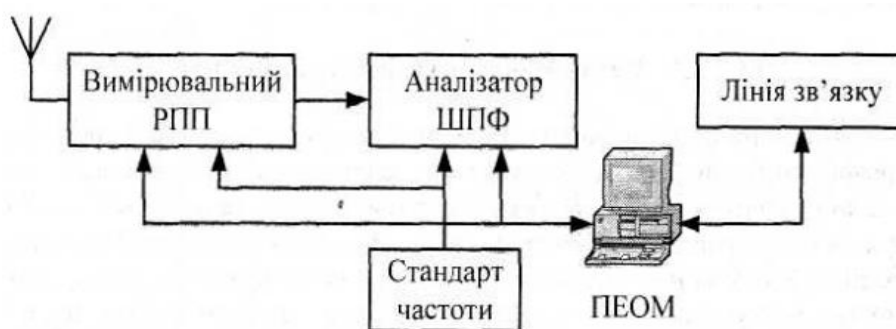


Рис.1.4 Структурна схема системи вимірювання частоти методом ШПФ

Вимірювання частоти радіосигналу аналізатором ШПФ виконується на виході ПЧ вимірювального радіоприймача, який настраюється разом із аналізатором за допомогою стандарту (синтезатора) частоти і ПЧ якого повинна знаходитися в робочій смузі частот аналізатора ШПФ. При цьому дуже висока роздільна здатність за частотою може бути досягнута за умови використання можливостей спектральної лінзи з функцією зважування Ханна в аналізаторі ШПФ [1].

В разі застосування зовнішнього стандарту частоти досяжна похибка вимірювання частоти за цим методом може знаходитися в межах від $\pm 10^{-11}$ до $\pm 10^{-8}$.

Система вимірювання частоти методом ШПФ має в загальному випадку такі переваги [3]:

- а) дуже високі рівні точності і роздільна здатність за частотою;
- б) можливість вимірювання сигналів у каналі загального користування;
- в) підвищена швидкість вимірювання частоти сигналів для вузької смуги частот роздільної здатності.

Крім цього можуть бути отримані додаткові переваги:

- а) просте регулювання й настроювання на смуги частот, які потрібно контролювати (за допомогою ПЕОМ);
- б) висока гнучкість, що дозволяє пристосовувати систему до роботи в різних смугах частот;
- в) зберігання даних щодо спектрів сигналів у цифровій формі;
- г) висока надійність через малу кількість механічних складників;
- д) можливість передавання даних телефонними лініями з метою подальшого їх оцінювання та (чи) оброблення.

1.1.3 Метод лічильника частоти

Цей метод найбільше підходить для вимірювання частоти сигналів РЕЗ, центральна частота у спектрі яких виражена чітко і її легко визначити (рис. 1.5). Його застосування доцільне в разі вимірювання середньої частоти модульованого радіовипромінювання безперервного за часом (без пауз на інтервалі відліку), яке має достатньо високий рівень центральної частоти протягом усього часу проведення вимірювання [1].

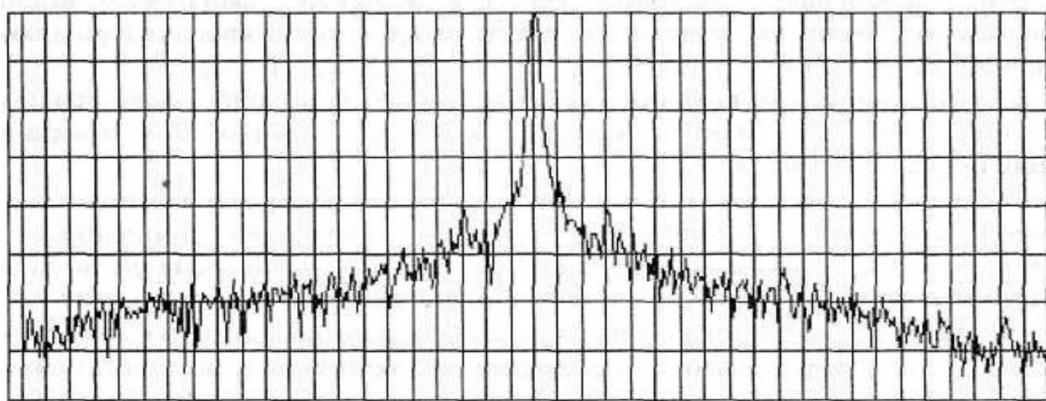


Рис.1.5. Приклад спектру сигналу з чітко вираженою центральною частотою

Апаратно-програмний спосіб вимірювання частоти з використанням лічильника проводиться шляхом підрахунку кількості імпульсів або переходів амплітуди напруги сигналу через нульовий рівень, які формуються із сигналу ПЧ вимірювального РПП за певний інтервал часу. Інтервал, що визначає час проведення вимірювання, формується високостабільними імпульсами генератора опорної частоти. При цьому цикл роботи лічильника (інтервал дискретизації) визначається за сумою двох інтервалів часу

$$T = T_1 + T_2 \quad (1.6)$$

де T_1 – інтервал проведення вимірювання (підрахунку кількості імпульсів);

T_2 - інтервал запису показання лічильника в програмний регістр ПЕОМ, який визначається її процесором.

За цим методом частота високочастотного коливання вимірюється аналогічно тому, як це проводиться електронно-лічильним частотоміром, при цьому, визначені подальші значення відхилення частоти від номінального значення будуть мінімальними, якщо в процесі проведення вимірювання застосувати накопичення та усереднення за частотою. Перевагою методу є висока точність вимірювання частоти, а недоліком те, що ширина спектра радіосигналу обмежується максимальною шириною смуги вимірювального приладу [3].

Відхилення частоти радіосигналу від номінального значення можна визначити безпосередньо за допомогою лічильника іншим методом. Радіо частота, яка приймається РПП і відхилення якої необхідно виміряти, перетворюється за допомогою синтезатора частоти в ПЧ. Оскільки синтезатор керується кварцовим генератором високостабільної опорної частоти, то абсолютне значення відхилення частоти сигналу на рівні 114 відповідає відхиленню на рівні радіочастоти. Перед початком кожного вимірювання на лічильнику, який з'єднаний з каскадом ПЧ, попередньо встановлюється частота 10 МГц. Потім, під час проведення вимірювання частоти радіосигналу,

лічильник реєструє в режимі зворотного відліку кількість імпульсів, які появились протягом певного інтервалу. При цьому можливі такі випадки [3]:

1) значення вимірюваної частоти точно відповідає номінальному значенню, тому в момент завершення інтервалу вимірювання показання лічильника сягають нуля;

2) значення вимірюваної частоти менше номінального значення тому в момент завершення інтервалу вимірювання показання лічильника не досягнуть нуля, а дадуть певний додатній залишок, який після зміни знака буде відповідати від'ємному значенню відхилення частоти;

3) значення вимірюваної частоти більше номінального значення, тому показання лічильника сягають нуля до закінчення інтервалу вимірювання, що призводить до переводу лічильника в режим подальшого прямого відліку кількості імпульсів і підрахований їхній залишок у момент завершення періоду вимірювання буде відповідати значенню відхилення частоти з додатнім знаком.

Цей метод дозволяє досягти високої точності і застосовується для вимірювання частоти АМ та ЧМ сигналів. До недоліку методу відносять деякі обмеження, що накладаються в разі вимірювання частоти ЧМ сигналів на певні несприятливі комбінації з високою девіацією частоти, низькою частотою модуляції та малим інтервалом вимірювання [3].

1.1.2 Метод вимірювання миттєвої частоти

Для гармонійного частотно-модульованого коливання миттєва циклічна (колова) частота $\omega(t)$ визначається як:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos(\Omega t + \psi) \quad (1.7)$$

де $\Delta\omega = 2\pi f$ – амплітуда відхилення несучої частоти від номінального значення або девіація частоти.

Повна миттєва фаза θ радіосигналу пов'язана з його миттєвою частотою $\omega(t)$ виразом:

$$\theta = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t + \psi) + \varphi_0 \quad (1.8)$$

де $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ – індекс частотної модуляції;

φ_0 – початкова фаза.

За формулою (4.4) миттєва частота сигналу відповідає швидкості зміни (похідній) його фази. В разі малих інтервалів спостереження для миттєвої частоти справедливий вираз:

$$f(t) = \frac{\Theta(t) - \Theta(t - \Delta t)}{2\pi\Delta t} \quad (1.9)$$

де Θ – повна фаза сигналу;

Δt – часовий інтервал, зазвичай, між сусідніми відліками сигналу.

Для гармонійного сигналу визначення миттєвої частоти можна звести до послідовного вимірювання рівня сигналу в близькі дискретні моменти часу (послідовного взяття трьох відліків) і вирішення системи тригонометричних рівнянь:

$$\begin{cases} s(t_1) = A \cos(2\pi f t_1 + \varphi_0) \\ s(t_2) = A \cos[2\pi f(t_1 + \Delta t) + \varphi_0] \\ s(t_3) = A \cos[2\pi f(t_1 + 2\Delta t) + \varphi_0] \end{cases} \quad (1.10)$$

де t_1, t_2, t_3 – моменти взяття відліків;

A – амплітуда коливання.

Миттєва частота в даному випадку виражається співвідношенням:

$$f(t_2) = \frac{1}{2\pi\Delta t} \cos^{-1} \left[\frac{s(t_1) + s(t_3)}{2s(t_2)} \right] \quad (1.11)$$

Це співвідношення справедливе лише для чистого синусоїдального сигналу. В загальному випадку в разі наявності шумів та модуляції потрібно визначати миттєву частоту комплексного сигналу

$$s^*(t) = s(t) + j\hat{s}(t) \quad (1.12)$$

де $s(t)$ – вихідний сигнал;

$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(x)}{t-x} dx$ - вихідний сигнал, перетворений за Гільбертом (що еквівалентно проходженню сигналу через фазообертач із зсувом на $\pi/2$);

j – умовна одиниця.

Миттєва частота у цьому випадку виражається як:

$$f(t_2) = \frac{\hat{s}(t_2) \cdot s(t_1) - s(t_2) \cdot \hat{s}(t_1)}{2\pi\Delta t [s^2(t_2) + \hat{s}^2(t_2)]} \quad (1.13)$$

Дискретне перетворення Гільберта може бути здійснене на базі рекурсивних і нерекурсивних цифрових фільтрів, а також шляхом розкладання сигналу в ряд Котельникова [3].

Для достовірного оцінювання частоти у більшості випадків необхідне усереднення результатів вимірювання. Загальна тривалість вибірки, за якою буде визначатися частота, залежить від виду сигналу, відношення сигнал/шум та інших завдань, які також повинні бути вирішені під час проведення вимірювання (забезпечення максимальної точності, вимірювання короткочасної нестабільності випромінювання передавача, вимірювання параметрів модуляції, одночасне вимірювання декількох характеристик тощо).

Під час вибору тривалості вибірки потрібно враховувати наступне:

1) короткі вибірки повинні використовуватися для якісного оцінювання миттєвої центральної частоти радіовипромінювання, що контролюється, в той же час тривалість вибірки повинна бути достатньою, щоб звести до мінімально можливої величину зміщення частоти, що може бути введено в процесі модуляції (у деяких цифрових сигналах модуляція зазвичай випадкова, наприклад, унаслідок скремблювання), тому для проведення повсякденних швидких вимірювань звичайних сигналів (крім сигналів системи множинного доступу) рекомендоване значення тривалості вибірки - 200 мс, а для повсякденних вимірювань звичайних сигналів із середньою швидкістю (крім сигналів системи множинного доступу) - 1 с;

2) невеликі значення вибірки повинні застосовуватися і за потреби контролю на РПП великої кількості радіопередавачів (наприклад, декількох тисяч каналів у смугах рухомого радіозв'язку шляхом поточного систематичного сканування смуг частот), що забезпечує можливість збільшення ймовірності контролю різних радіопередавачів, які спільно використовують ту чи іншу частоту мережі;

3) невеликі значення вибірки повинні застосовуватися також і для того, щоб уникнути усереднення зміщення центральної частоти, оскільки мале

значення вибірки і частий перегляд каналів дозволяє оцінити стабільність радіопередавача та визначити відхилення його частоти;

4) в разі контролю частоти сигналів передавачів, які використовують метод множинного доступу з частотним розділенням каналів (FDMA), розмір вибірки повинен відповідати тривалості кожного елементарного пакета (наприклад, для пакета сигналу GSM тривалістю 577 мкс рекомендована тривалість вибірки становить 500 мкс, а для повільних сигналів FDMA — від 5 мс до 10 мс), при цьому, для того, щоб під час вимірювання два різні пакети сигналів не перекривалися повинна застосовуватися синхронізація;

5) невеликі значення вибірки доцільно вживати і під час вимірювання широкосмугових (цифрових) сигналів, якщо небажано використовувати велике значення пам'яті й обчислювальну потужність ПЕОМ, а достатньо тільки розглянути статистичні характеристики таких сигналів;

6) тривалі значення вибірки повинні вживатися за потреби зведення до мінімуму помилок унаслідок впливу радіозавад, особливо для контрольованих сигналів із рівнем, що наближається до рівня шуму.

Методи цифрового оброблення сигналів дозволяють проводити вимірювання з достатньо високою точністю й достовірністю (повторюваністю). В разі настроювання вимірювального обладнання за відповідним стандартом частоти досить легко можна досягти точності вимірювання немодульованої несучої частоти порядку $\pm 10^{-10}$, тобто на сучасних РПП у разі вимірювання чистої несучої частоти у досить широкому частотному інтервалі (від 9 кГц до одиниць Гігагерц) можна досягти точності близько 1 Гц.

Точність вимірювання частоти радіосигналів, модульованих випадковим чином, залежить від статистики сигналу й тривалості вибірки. Як правило, точність вимірювання для таких сигналів на порядок нижча, ніж для чистої синусоїдальної хвилі (± 10 Гц у разі синхронізації за стандартом частоти 10^{-10}).

Під час вимірювання частоти на РПП заданим методом рекомендується [3] застосовувати мінімальну миттєву ширину смуги захоплення для того, щоб вона повністю відповідала сигналам, які контролюються, у вимірювальних

фільтрах. На практиці вимірювання повинні проводитися з фільтрами, які мають достатньо широку смугу частот для розміщення контрольованого радіовипромінювання, але в то й же час і достатньо вузькою для обмеження впливу сусідніх випромінювань.

Сучасні вимірювальні радіоприймачі у своєму складі мають низку фільтрів (не менше 10), яких зазвичай достатньо для забезпечення фільтрації контрольованих сигналів. Так, ширина смуги ± 300 кГц відповідає багатьом сучасним цифровим сигналам, наприклад, системи GSM, але не відповідає сигналам цифрового звукового радіомовлення (DAB), сигналам системи стільникового зв'язку множинного доступу з кодовим розділенням каналів (CDMA) або сигналам деяких високошвидкісних систем зв'язку на частотах до 3 ГГц, для яких, як правило, необхідна ширина смуги 2 МГц. Ураховуючи, що ширші смуги частот вимагають більш вартісного обладнання, залежно від мети вимірювання у діапазоні частот від 9 кГц до 3 ГГц рекомендується вживати такі значення миттєвої ширини смуги [1]:

- близько ± 200 кГц для РКП низьких категорій;
- близько ± 2 МГц для РКП вищих категорій.

У випадку проведення технічного радіоконтролю на частотах понад 3 ГГц або сигналів цифрового телевізійного мовлення бажано застосовувати більші значення миттєвої ширини смуги частот, наприклад, у межах від ± 8 МГц до ± 10 МГц.

Цей метод вимірювання частоти не можна застосовувати до сигналів з односмуговою модуляцією (крім окремого випадку модулювання гармонійним сигналом) та сигналів з ортогональним частотним розділенням каналів із кодуванням (COFDM) [3]. У цьому випадку оцінювання центральної частоти проводять методом, що ґрунтується на ШПФ.

1.2. Математична формалізація і вирішувальне правило процесу вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами радіомоніторингу

Слід звернути особливу увагу, що при радіомоніторингу в умовах невизначеності параметрів вхідних сигналів знання величини миттєвої частоти є обов'язковою процедурою. При цьому отримуються не параметри випромінювання, а їх оцінки, які повинні бути незміщеними, оптимальними, достовірними [5].

На сьогодні завдання визначення несучої частоти сигналів ДРВП в умовах невизначеності параметрів вхідних сигналів вирішується застосуванням відомих методів, що мають як деякі переваги, так і суттєві недоліки (розділ 1, п.1.1). Для підвищення їх точності та швидкодії розроблені комбіновані методи [6], але вони не універсальні і працездатні лише у специфічних умовах прийому сигналів та радіоелектронної обстановки, тому застосовуються лише як додаткові. Так, використання традиційних алгоритмів швидкого перетворення Фур'є не завжди є виправданим, тому що основним недоліком цих алгоритмів є порівняно низька роздільна здатність за частотою [7].

Останнім часом активно розробляються нетрадиційні методи спектрального аналізу, сутність яких полягає у використанні апріорної інформації про параметри сигналів, що обробляються. При цьому застосовуються моделі, які апроксимують сигнал, в результаті чого оцінюванню підлягає кінцева кількість параметрів [6]. Наприклад, в [1,7] для визначення списку робочих частот сигналу при повній апріорній невизначеності та вирішенні завдання розпізнавання в умовах часткової невизначеності використовується його узгоджене розкладення в ряд на інтервалі модуляції за гармоніками і розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь. Іноді висуваються вимоги до тривалості сигналів, що аналізуються. Від їх тривалості залежить успішність розв'язання і, як наслідок, достовірність визначення списку робочих частот та вирішення завдань розпізнавання. Однак, на практиці ці вимоги не завжди можна задовольнити, тому в таких умовах

виникає завдання розробки нових та удосконалення існуючих ефективних методів, алгоритмів і процедур, яке можна вирішити з використанням математичної формалізації процесу вимірювання миттєвої частоти сигналів [5].

Проведений аналіз існуючих методів визначення миттєвої несучої частоти ДРВП засобами РМ, показав, що вони достатньо складні та враховують тільки лінійні результати вимірювань. Це призводить до втрати таких властивостей отриманих оцінок, як ефективність, незміщеність, оптимальність, достовірність, однозначність тощо, що, у свою чергу, призводить до погіршення точності і достовірності результатів вимірювання [5].

Результати порівняльного аналізу існуючих методів вимірювання миттєвої частоти свідчать, що перевагу слід віддати фазометрам інтерференційного типу, як більш простим при технічній реалізації та ефективним.

Принципи побудови вимірювачів частоти сигналів фазометрами інтерференційного типу та його схемні рішення мають чотири детекторні секції, що впливають на масогабаритні показники пристроїв, їх вартість, надійність тощо. Тому розглянемо структурну схему реалізації вимірювача частоти сигналів у двохдетекторному виконанні і основні фізичні процеси в ній (рис. 1.6). Наведена схема складається з: ділянки вхідного сигналу, лінії затримки, сумарно-різницевого пристрою і двох квадратичних детекторів [5].

Припустимо, що на вхід схеми надходить простий гармонічний сигнал:

$$s(t) = S_0 \cos(\omega_0 t - \phi_0), \quad -\infty < t < \infty, \quad (1.14)$$

де S_0 , ω_0 , ϕ_0 – амплітуда, частота і початкова фаза сигналу, відповідно.

Будемо вважати, що час інтегрування квадратичного детектора τ_{cp} значно більший періоду частоти сигналу $T_0 = 1/f_0$, лінія затримки забезпечує затримку на час τ_0 , а величини S_0 , ω_0 , ϕ_0 є невідомими.

Сигнали на виходах квадратичних детекторів можна надати у такому вигляді 1.15:

$$U_{\Sigma} = \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} [s(t) + (s(t - \tau_0))^2] dt \approx 2S_0^2 \cos^2\left(\frac{1}{2}\omega_0\tau_0\right);$$

$$U_{\Delta} = \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} [s(t) - (s(t - \tau_0))^2] dt \approx 2S_0^2 \sin^2\left(\frac{1}{2}\omega_0\tau_0\right). \quad (1.15)$$

(Σ, Δ - символи обчислення суми і різності сигналів)

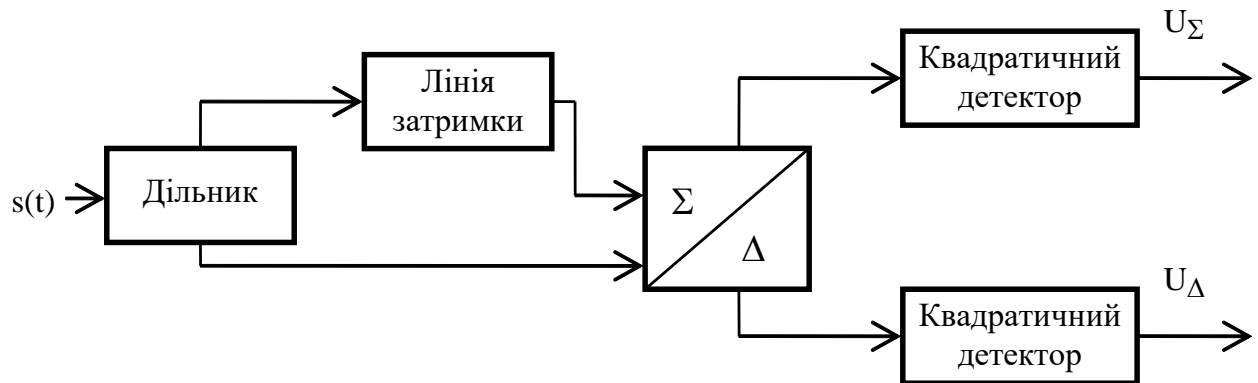


Рис. 1.6. Структурна схема для пояснення роботи частотоміру інтерференційного типу в двохдетекторному виконанні

Для позбавлення залежності і впливу невідомої амплітуди сигналу скористаємось такими нормованими статистичними величинами:

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{U_{\Sigma}}{U_{\Delta}}} = \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \phi_0 \right|, \quad \alpha_2 = \sqrt{\frac{U_{\Delta}}{U_{\Sigma}}} = \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \phi_0 \right|, \quad (1.16)$$

де $\phi_0 = 2\pi f_0 \tau_0$ - набіг фаз за рахунок різної затримки сигналу в каналах.

Ці величини, як функції ϕ_0 , наведені на рис. 1.7, з якого видно, що α_1 і α_2 пов'язані з ϕ_0 взаємнооднозначною залежністю на таких інтервалах:

$$k\pi < \phi_0 < (k+1)\pi, k = 1, 2, \dots \quad (1.17)$$

Позначимо через f_{\min} та f_{\max} граничні значення для оцінюваних частот сигналів; $\Delta F = f_{\max} - f_{\min}$ - величину діапазону вимірювання частот, а через $f_{sr} = 1/2(f_{\min} + f_{\max})$ - їх середнє значення. З урахуванням наведеного, можна записати:

$$k\pi = 2\pi f_{\min}\tau_0, (k+1)\pi = 2\pi f_{\max}\tau_0;$$

$$\tau_0^* = 1/(2\Delta F), \quad k^* = \frac{f_{sr}}{\Delta F} - \frac{1}{2}. \quad (1.18)$$

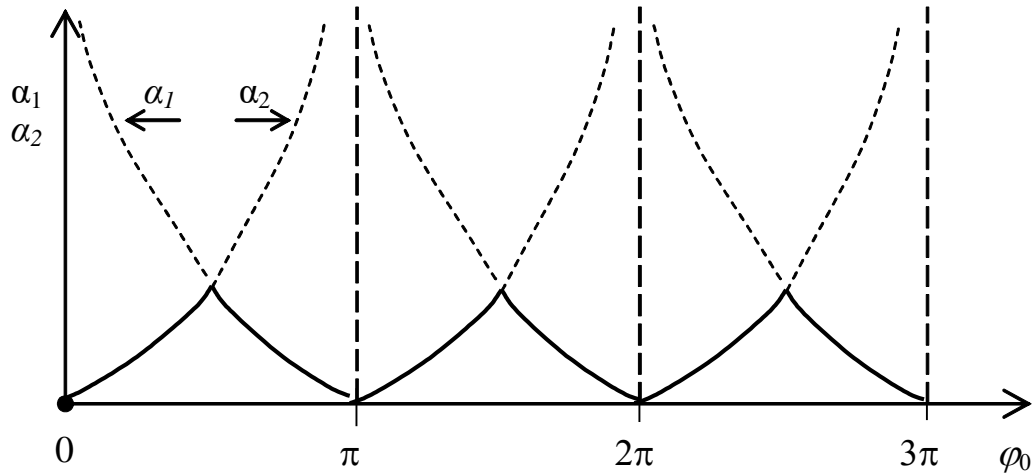


Рис. 1.7. Залежність величин α_1 і α_2 від значення φ_0

В більшості випадків при веденні РМ величину ΔF обирають рівною 500 МГц. Якщо середнє значення діапазону частот f_{sr} задати наприклад величиною 1750 МГц, то отримаємо $k^* = 3$, при цьому $\tau_0^* = 1$ нс. Таку затримку можна забезпечити за допомогою відрізка високочастотного кабелю довжиною $l \approx 24$ см.

Таким чином, вимірюючи величину α_1 (або α_2), можна за її значенням знайти фазу φ_0 , яка пропорційна частоті: $\varphi_0 = 2\pi f_0 \tau_0$. Тобто, за допомогою отриманих величин U_Σ і U_Δ можна обчислити невідоме значення частоти сигналу [5].

Все наведене викладено для умов, коли вимірювач обробляє тільки корисні сигнали у відсутності завад. В реальних умовах на вході частотоміру завжди присутня суміш корисного і шумового сигналів $x(t) = s(t) + \xi(t)$.

Розглянемо випадок, коли шумовий сигнал є білим гауссівським шумом з одnobічною щільністю потужності N_0 . Оцінимо точність вимірювання частоти у цьому випадку, вважаючи відношення сигнал/шум достатньо великим [5].

За такими умовами вирази (1.15) набувають вигляду:

$$\begin{aligned}
U_{\Sigma} &= \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} \left[s(t) + s(t - \tau_0^*) + \xi(t) + \xi(t - \tau_0^*) \right]^2 dt \approx \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}} \times \\
&\times \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} \left[s(t) + s(t - \tau_0^*) \right]^2 dt + \frac{2}{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} \left[s(t) + s(t - \tau_0^*) + \xi(t) + \right. \\
&\left. + \xi(t - \tau_0^*) \right]^2 dt \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} \left[\xi(t) + \xi(t - \tau_0^*) \right]^2 dt \approx 2S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \phi_0 + \delta_{\Sigma};
\end{aligned} \tag{1.19}$$

$$U_{\Delta} \approx 2S_0^2 \sin^2 \frac{1}{2} \phi_0 + \delta_{\Sigma},$$

де $\tau_{\kappa\partial}$ - час інтегрування квадратичного детектора;

$$\begin{aligned}
\delta_{\Sigma} &= \frac{2}{\tau_{h/b}} \int_0^{\tau_{h/b}} \left[s(t) + s(t - \tau_0^*) + \xi(t) + \xi(t - \tau_0^*) \right]^2 dt; \\
\delta_{\Delta} &= \frac{2}{\tau_{h/b}} \int_0^{\tau_{h/b}} \left[s(t) - s(t - \tau_0^*) + \xi(t) - \xi(t - \tau_0^*) \right]^2 dt.
\end{aligned} \tag{1.20}$$

При цьому маємо:

$$\alpha_1^* = \sqrt{\frac{2S_0^2 \sin^2 \omega_0 \tau_0^* + \delta_{\Delta}}{2S_0^2 \cos^2 \omega_0 \tau_0^* + \delta_{\Sigma}}}; \quad \alpha_2^* = \sqrt{\frac{2S_0^2 \cos^2 \omega_0 \tau_0^* + \delta_{\Sigma}}{2S_0^2 \sin^2 \omega_0 \tau_0^* + \delta_{\Delta}}}. \tag{1.21}$$

Якщо величини $|\delta_{\Sigma}|$, $|\delta_{\Delta}|$ значно менші їх складових в (1.15), то маємо:

$$\begin{aligned}
\alpha_1^* &= \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \right| \left(1 + \frac{1}{2S_0^2 \sin^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} \delta_{\Delta} - \frac{1}{2S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} \delta_{\Sigma} \right); \\
\alpha_2^* &= \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \right| \left(1 + \frac{1}{2S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} \delta_{\Sigma} - \frac{1}{2S_0^2 \sin^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} \delta_{\Delta} \right).
\end{aligned} \tag{1.22}$$

Математичне очікування цих величин дорівнюють:

$$E(\gamma_v^*) = \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \right|; \quad E(\gamma_w^*) = \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \right|.$$

Значення дисперсії першої величини можна знайти так [8]:

$$\begin{aligned}
D(\alpha_1^*) &= tg^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}^2 S_0^4 \sin^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} [s(t_1) - s(t_1 - \tau_0^*)] [s(t_2) - s(t_2 - \tau_0^*)] \times \\
&\quad \times E \left\{ [\xi(t_1) - \xi(t_1 - \tau_0^*)] [\xi(t_2) - \xi(t_2 - \tau_0^*)] \right\} dt_1 dt_2 + \\
&+ tg^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}^2 S_0^4 \cos^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} \int_0^{\tau_{h/B}} \int_0^{\tau_{h/B}} [s(t_1) + s(t_1 - \tau_0^*)] [s(t_2) + s(t_2 - \tau_0^*)] \times \\
&\quad \times E \left\{ [\xi(t_1) + \xi(t_1 - \tau_0^*)] [\xi(t_2) + \xi(t_2 - \tau_0^*)] \right\} dt_1 dt_2 + \\
&+ tg^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}^2 S_0^4 \cos^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \sin^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} [s(t_1) - s(t_1 - \tau_0^*)] \times \\
&\quad \times [s(t_2) + s(t_2 - \tau_0^*)] E \left\{ [\xi(t_1) - \xi(t_1 - \tau_0^*)] [\xi(t_2) + \xi(t_2 - \tau_0^*)] \right\} dt_1 dt_2 = \\
&= \frac{2N_0}{\tau_{\kappa\partial} S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} + \frac{2N_0 tg^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*}{\tau_{h/B} S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} = \frac{2N_0}{\tau_{\kappa\partial} S_0^2 \cos^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*} = \\
&= \frac{2}{q^2 \cos^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*}, \tag{1.23}
\end{aligned}$$

де $q^2 = S_0^2 \tau_{\kappa\partial} / N_0$ - відношення сигнал/шум за потужністю.

Аналогічно отримаємо:

$$D(\alpha_2^*) = \frac{2}{q^2 \sin^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^*}. \tag{1.24}$$

З (1.26) та (1.27) видно, що дисперсія першої величини мала на інтервалі $\phi_0^* \in (0, \pi/2)$, а другої – на $\phi_0^* \in (\pi/2, \pi)$. Тоді, для обчислення частоти на основі статистик α_1 і α_2 потрібно розв'язати рівняння відносно f_0 :

$$\alpha_2^* = ctg \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0^* \quad \text{при} \quad \alpha_2^* \geq \alpha_{21}^*.$$

Тобто вирішувальне правило для оцінки миттєвої частоти буде мати такий вигляд:

$$f_0^* = \begin{cases} f_{0v}^* = \frac{1}{\pi\tau_0^*} \operatorname{arctg} \alpha_1^*, & \text{н п и } \alpha_1^* \leq \alpha_{21}^*; \\ f_{0w}^* = \frac{1}{\pi\tau_0^*} \operatorname{arcctg} \alpha_2^*, & \text{н п и } \alpha_1^* > \alpha_{21}^*. \end{cases} \quad (1.25)$$

Отримане вирішувальне правило (1.25) визначає дискримінаційну характеристику вимірювача миттєвої частоти ДРВП (рис. 2.10), яка є нелінійною (тангенціальною або котангенціальною) залежністю функцій $y_1 = \operatorname{tg} \pi(f - f_{\min})$, $f_{\min} \leq f \leq f_{cp}$ та $y_2 = \operatorname{ctg} \pi(f - f_{\min})$, $f_{cp} < f < f_{\max}$, $f_{cp} = 0,5(f_{\max} + f_{\min})$ [5].

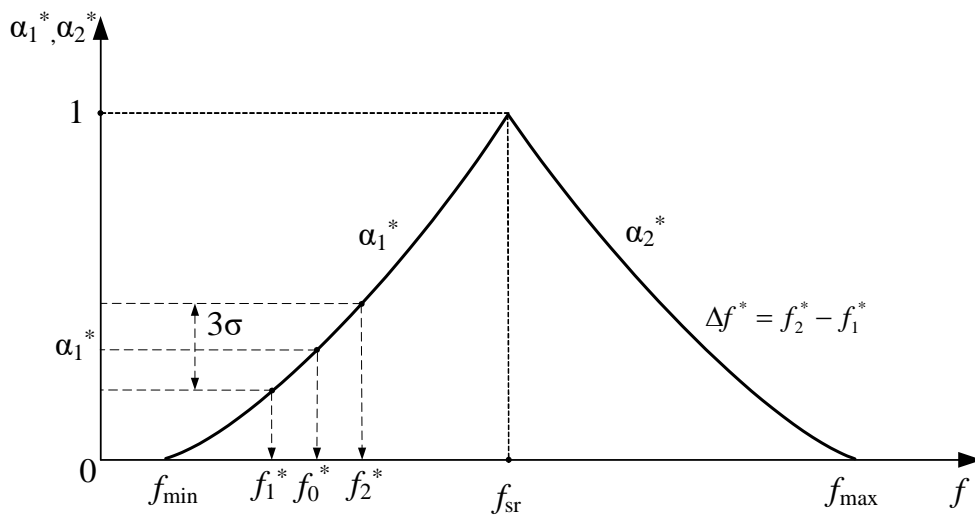
На рис. 1.8, а – випадок, коли величини α_1 та α_2 задовольняють умові $\alpha_1 < 1$, $\alpha_2 > 1$. У цьому випадку за величиною α_1 визначається частота f_0^* , яка з точністю до похибок вимірювань збігається з істинним значенням f_0 .

Рис. 1.8,б пояснює випадок, коли величина $\alpha_1 > 1$, $\alpha_2 < 1$, а на рис. 1.8, в – випадок, коли $\alpha_1 > 1$, $\alpha_2 > 1$. В останньому випадку логічно вважати, що $f_0^* = f_{cp}$.

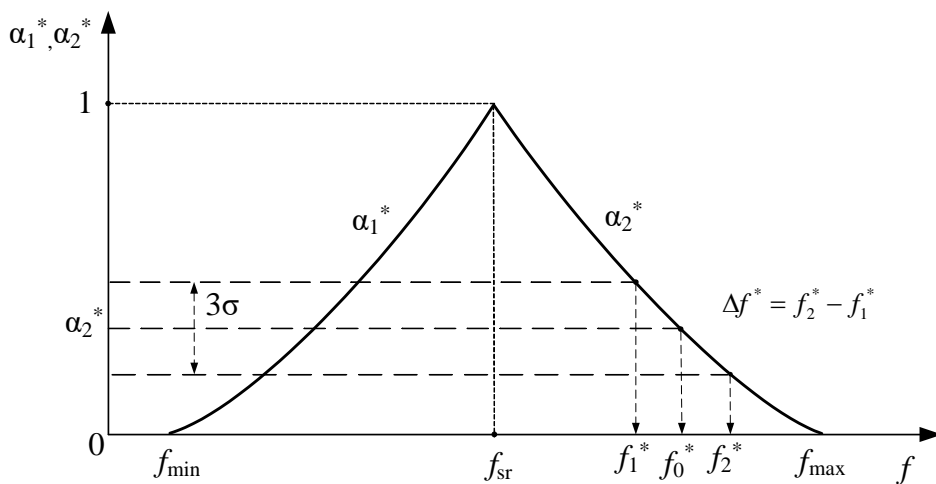
Як видно з наведених характеристик, за рахунок їх нелінійності і малої крутизни, абсолютна похибка оцінки частоти в довірчому інтервалі 3σ складає величину $\Delta f^* = f_2^* - f_1^*$.

Проаналізуємо статистичні оцінки вимірювання миттєвої частоти за вирішувальним правилом (1.25). Можна побачити, що ці статистики мають однакові математичні очікування та дисперсії. В результаті дисперсія оцінки (2.42) при $q^2 \gg 1$ буде визначатися як

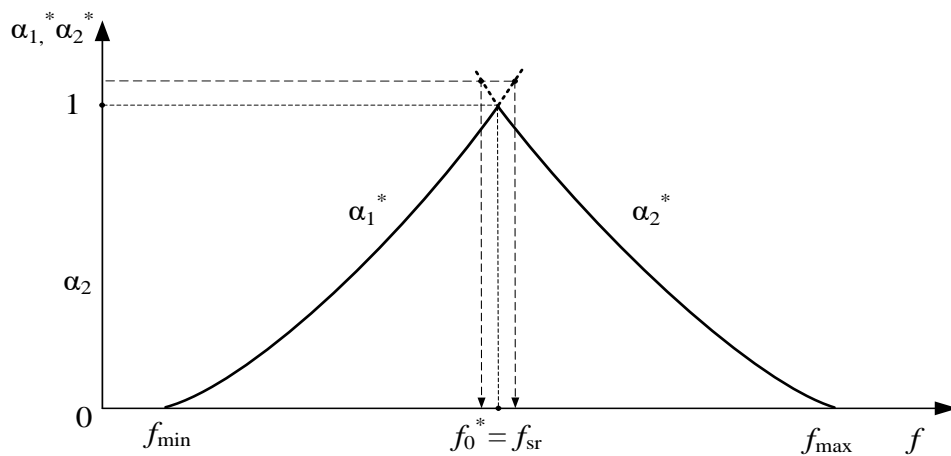
$$\sigma_f^2 = \frac{2}{\pi^2 \tau_0^{*2} q^2} = \frac{2(\Delta F)}{\pi^2 q^2}. \quad (1.26)$$



a) $\alpha_1^* < 1, \alpha_2^* > 1,$



б) $\alpha_1^* > 1, \alpha_2^* < 1,$



в) $\alpha_1^* > 1, \alpha_2^* > 1.$

Рис. 1.8. Залежності величин α_1 та α_2 від частоти вхідних сигналів

Таким чином, відповідно з (1.26) середньоквадратична похибка вимірювання частоти, дорівнює величині:

$$\sigma_f = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta F \frac{1}{S_0} \sqrt{\frac{N_0}{\tau_{\kappa\delta}}}, \quad (1.27)$$

де враховано, що $q^2 = \frac{S_0^2 \tau_{\kappa\delta}}{N_0}$.

Що стосується мінімальної похибки вимірювання цього параметра, то вона відповідно з (1.27) дорівнює

$$\sigma_{\min f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \Delta F_0 \frac{1}{S_0} \sqrt{\frac{N_0}{T}}, \quad (1.28)$$

де вираз (1.27) поділений на $(2\pi)^2$, оскільки $\omega = 2\pi f$, $q^2 = \frac{S_0^2 T}{N_0}$, $\Delta F_0 = \frac{1}{T}$

З аналізу (1.26) з (1.27) добре видно, що, коефіцієнт $2\sqrt{2} \approx 2,82$ завжди більш ніж $\sqrt{3} \approx 1,7$, а $\Delta F \gg \Delta F_0$, тому що в широкосмуговому вимірювачі частоти смуга паралельного аналізу значно більше ширини спектру вхідних сигналів (зазвичай ΔF - порядку 500 МГц, в той час як ширина спектру імпульсів досягає одиниць МГц). Крім того постійна часу квадратичного детектора розрахована на прийом найбільш коротких імпульсів и складає десятки нс. В той час як T - тривалість імпульсів може складати одиниці мікросекунд. Тобто, завжди $\tau_{\kappa\delta} \ll T$ і в реальних вимірювачах завжди $\sigma_f \gg \sigma_{\min f}$, що є природним, якщо враховувати, що вимірювання частоти відбувається в умовах значної апіорної невизначеності, повністю виключаючи узгоджену обробку сигналів, якщо не використовується велика кількість каналів вимірювання [5].

Треба звернути увагу, що для підвищення точності вимірювання частоти в (2.44) ні один з параметрів (ΔF и $\tau_{\kappa\delta}$) неможна змінювати. Зменшення ΔF знижує можливості паралельного аналізу схеми по частотному діапазону, а збільшення $\tau_{\kappa\delta}$ призведе до пропуску коротких імпульсів.

З наведеного випливає, що поряд з каналом з великою ΔF доцільно мати більш точний канал вимірювання, з малою смугою паралельного аналізу, який може швидко перестроюватися в широкій смузі частот.

Висновки

1. Розглянуто основні методи вимірювання несучої частоти, серед яких було кращим обрано метод вимірювання миттєвої частоти, так як інші методи враховують тільки лінійні результати вимірювань. Це в свою чергу призводить до втрати таких властивостей отриманих оцінок, як ефективність, незміщеність, оптимальність, достовірність, однозначність тощо, що, у свою чергу, призводить до погіршення точності і достовірності результатів вимірювання
2. При аналізі літератури щодо пристроїв вимірювання миттєвої частоти в якості прототипу було обрано фазометри інтерференційного типу, як більш прості при технічній реалізації та достатньо ефективні.
3. З отриманого і проаналізованого вирішувального правила (1.25) видно, що точність визначення несучої частоти мала.
4. Для збільшення точності вимірювання несучої частоти потрібно проведення додаткових досліджень з розробки нових і удосконалення існуючих способів і технічних пристроїв визначення частотних параметрів.

РОЗДІЛ 2

УДОСКОНАЛЕНИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ

Як було зазначено у розділі 1, під час РМ в умовах повної або часткової невизначеності параметрів вхідних сигналів знання величини миттєвої частоти є обов'язковою процедурою. Тому виникають окремі проблемні питання щодо застосування високоефективних методів вимірювання несучої частоти, які здатні забезпечити високу точність і максимальну швидкодію вимірювання.

В розділі 1 проведено аналіз існуючих методів вимірювання миттєвої частоти і зроблено висновок, що перевагу слід віддати фазометричним інтерференційним методам, як найпростішим при технічній реалізації і які мають певні переваги, а також і деякі недоліки. Для усунення відомих недоліків виникає потреба подальшого розвитку і удосконалення фазометричних методів вимірювання миттєвої частоти ДРВП.

2.1. Двоканальний фазометричний метод вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами радіомоніторингу

При математичній формалізації процесу вимірювання миттєвої частоти в розділі 1, п.1.2 отримано вирішувальне правило для незміщеної і ефективної оцінки частоти (вираз 1.25) вимірювача в дводетекторному варіанті побудови. Це вирішувальне правило визначає дискримінаційну характеристику вимірювача (рис.2.1), яка є нелінійною тангенціальною або котангенціальною залежністю функцій $y_1 = \operatorname{tg} \pi(f - f_{\min})$, $f_{\min} \leq f \leq f_{cp}$ та $y_2 = \operatorname{ctg} \pi(f - f_{\min})$, $f_{cp} < f < f_{\max}$, $f_{cp} = 0,5(f_{\max} + f_{\min})$:

$$f_0^* = \begin{cases} \frac{1}{\pi\tau_0} \arctg \alpha_1, & \text{н п и } \alpha_1 \leq 1; \quad f_0 \in (f_{\text{cp}} - f_{\text{min}}); \\ \frac{1}{\pi\tau_0} \text{arcctg} \alpha_2, & \text{н п и } \alpha_2 \leq 1; \quad f_0 \in (f_{\text{max}} - f_{\text{cp}}). \end{cases}, \quad (2.1)$$

де $\alpha_1 = \sqrt{\frac{U_\Sigma}{U_\Delta}} = \left| \tg \frac{1}{2} \phi_0 \right|$, $\alpha_2 = \sqrt{\frac{U_\Delta}{U_\Sigma}} = \left| \ctg \frac{1}{2} \phi_0 \right|$ – допоміжні нормовані

статистичні величини для обчислення оцінок частоти;

$$U_\Sigma = \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} [s(t) + s(t - \tau_0)]^2 dt \approx 2S_0^2 \cos^2 \left(\frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right) - \text{сумарний сигнал}; \quad (2.2)$$

$$U_\Delta = \frac{1}{\tau_{\kappa\partial}} \int_0^{\tau_{\kappa\partial}} [s(t) - s(t - \tau_0)]^2 dt \approx 2S_0^2 \sin^2 \left(\frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right) - \text{різницевий сигнал}; \quad (2.3)$$

$s(t) = S_0 \cos(\omega_0 t - \phi_0)$ – вхідний сигнал з невідомими амплітудою S_0 і частотою $\omega_0 = 2\pi f_0$;

$\phi_0 = 2\pi f_0 \tau_0$ – набіг фаз за рахунок затримки сигналу на величину τ_0 ;

$\tau_{\kappa\partial}$ – постійна часу квадратичного детектора.

Як результат формується амплітудно-фазова дискримінаційна характеристика, вигляд якої наведений на рис. 2.1 [9].

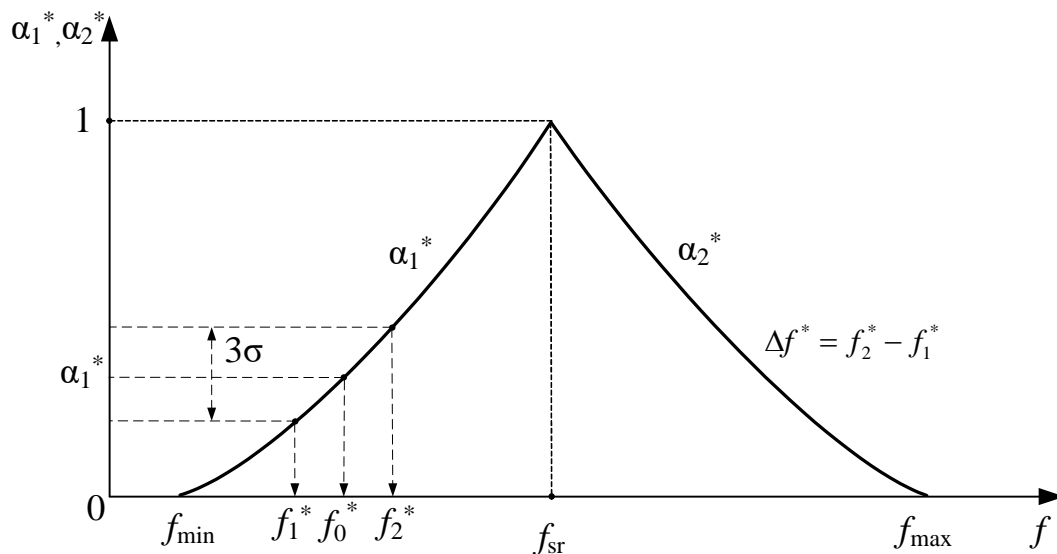


Рис.2.1. Дискримінаційна характеристика одноканального дводетекторного вимірювача миттєвої частоти

Недоліками методу, що реалізований на базі одноканальних фазометрів інтерференційного типу в дводетекторному виконанні, є недостатня точність отриманих оцінок, які не відповідають умовам Крамера – Рао [10] до їх незміщеності, оптимальності, ефективності тощо. Це підтверджується відомим співвідношенням для значення середньоквадратичної похибки вимірювання частоти:

$$\sigma_f^2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta F \frac{1}{S_0} \sqrt{\frac{N_0}{\tau_{\text{ко}}}}, \quad (2.4)$$

де $\Delta F = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ – діапазон вимірюваних частот;

N_0 – однобічна щільність потужності білого гауссівського шуму.

Слід звернути увагу, що у реальних вимірювачах частоти засобів РМ завжди $\sigma_f \gg \sigma_{f_{\text{min}}}$. Це обумовлено тим, що вимірювання частоти ведеться в умовах значної апіорної невизначеності, яка повністю виключає погоджену обробку сигналів, якщо не використовується велика кількість вимірювальних каналів [11].

З наведеної характеристики видно, що в довірчовому інтервалі 3σ зміни статистичної величини α_1 абсолютна похибка вимірювання частоти достатньо велика і складає величину $\Delta f^* = f_2^* - f_1^*$, при цьому середньоквадратична похибка σ_f вимірювання цього параметра буде визначатися за виразом (2.4).

З аналізу (2.4) випливає, що для підвищення точності вимірювання частоти і швидкодії жодний з параметрів ΔF та $\tau_{\text{ко}}$ змінювати не можна. Зменшення ΔF знизить можливості паралельного аналізу вимірювача за частотним діапазоном, а збільшення $\tau_{\text{ко}}$ призведе до пропуску імпульсів малої тривалості. Тому для підвищення точності вимірювання миттєвої частоти сигналів можна застосувати відомий в радіотехніці підхід - поряд з основним (грубим) каналом, який має велику смугу огляду частотного діапазону ΔF_1 , доцільно мати додатковий (точний) вимірювальний канал з малою смугою паралельного аналізу ΔF_2 , який може швидко перенастроюватися в широкій смузі частот і матиме більш високу точність вимірювання (рис. 2.2) [12].

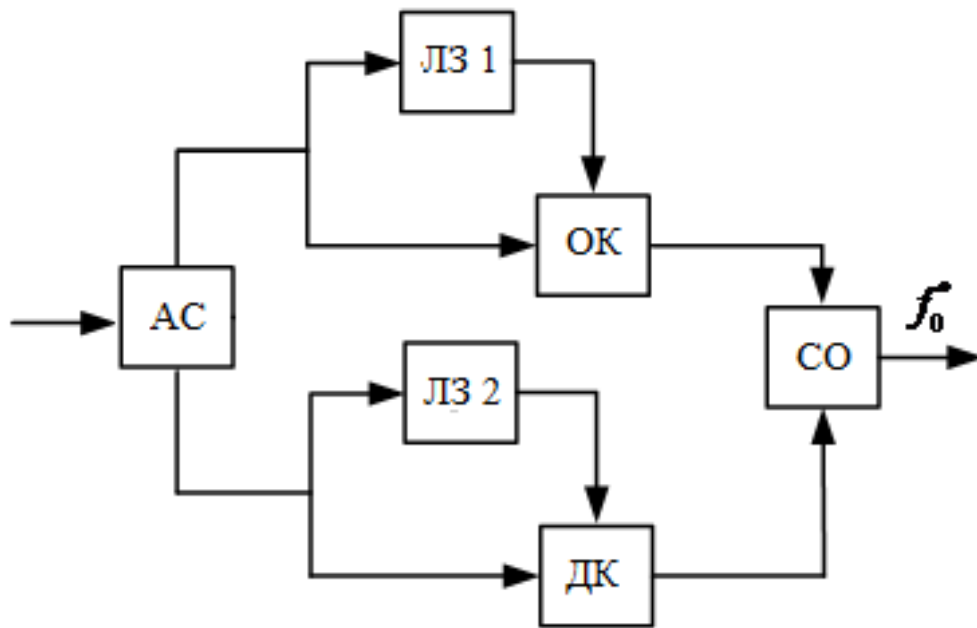


Рис.2.2. Структурна схема реалізації методу двоканального вимірювання миттєвої частоти на базі фазометра інтерференційного типу, де: АС – антенна система, ЛЗ – лінія затримки, ОК - основний (грубий) канал, ДК - додатковий (точний) канал, СО – спецобчислювач.

Тобто, для підвищення точності вимірювання частоти доцільно ввести додатковий (точний) канал, що працює одночасно з основним (грубим), але із лінією затримки з τ_{0T} , значно більшої в порівнянні із затримкою $\tau_{0Г}$, при якій забезпечується однозначне вимірювання частоти. Такий спосіб вимірювання частоти забезпечує формування додаткової (точної) парціальної дискримінаційної характеристики, зі значно більшою крутизною, яка забезпечить мінімальні похибки визначення частоти вхідних сигналів [9].

Дискримінаційні характеристики основного (грубого) і додаткового (точного) каналів наведені на рис. 2.3.

Зміст двоканального методу вимірювання частоти полягає в такому. Перший (основний) канал із $\tau_0 = \tau_{0Г}$ виконує грубе однозначне вимірювання $f_0 \in (f_{\max} - f_{\min})$, а другий (додатковий) із $\tau_0 = \tau_{0T} \gg \tau_{0Г}$ забезпечує багатозначне, але точне вимірювання частоти [13].

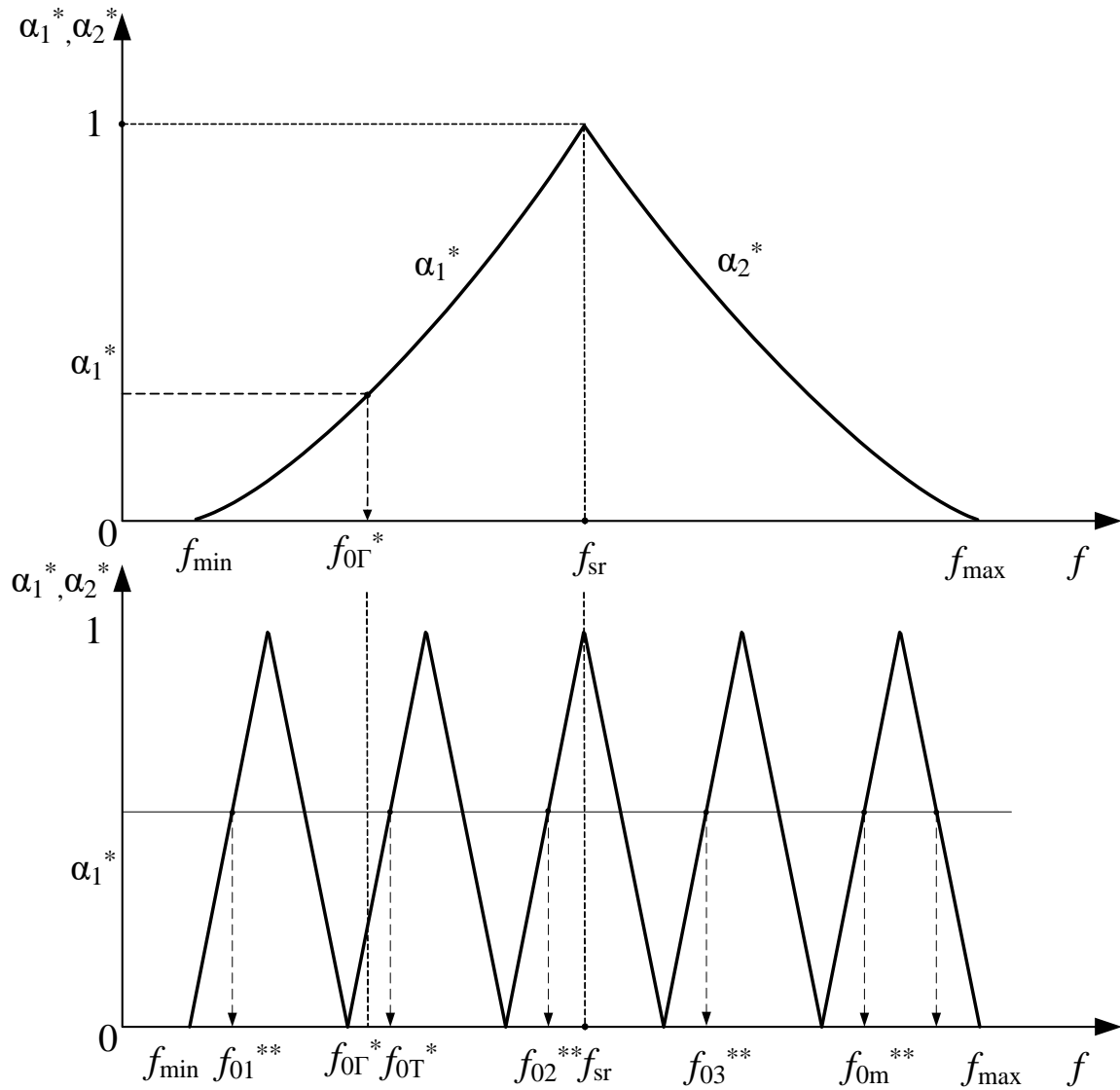


Рис.2.3. Дискримінаційні характеристики грубого і точного каналів
дводетекторного вимірювача миттєвої частоти

Вирішувальне правило визначення оцінки частоти грубим (основним) каналом вимірювання має вигляд, подібний виразу (2.1):

$$f_{0\Gamma}^* = \begin{cases} \frac{1}{\pi\tau_{0\Gamma}} \arctg \alpha_{1\Gamma}, & \text{н п и} \quad \alpha_{1\Gamma} \leq 1; \quad f_0 \in (f_{cp} - f_{\min}); \\ \frac{1}{\pi\tau_{0\Gamma}} \operatorname{arcctg} \alpha_{2\Gamma}, & \text{н п и} \quad \alpha_{2\Gamma} \leq 1; \quad f_0 \in (f_{\max} - f_{cp}). \end{cases} \quad (2.5)$$

Вирішувальне правило визначення оцінки частоти точним (додатковим) каналом вимірювання буде визначатися аналогічно:

$$f_{0T}^* = \begin{cases} \frac{1}{\pi\tau_{0T}} \arctg \alpha_{1T}, & \text{н п и } \alpha_{1T} \leq 1; \\ \frac{1}{\pi\tau_{0T}} \operatorname{arcctg} \alpha_{2T}, & \text{н п и } \alpha_{2T} \leq 1. \end{cases} \quad (2.6)$$

Остаточно, оцінка частоти $f_0^* = f_{0T}^*$ джерела радіовипромінювання буде визначатися точним каналом вимірювання із множини оцінок при виконанні умови: $|f_{0T}^* - f_{0\Gamma}^*| \rightarrow \min$. Одне з них є більш близьким до дійсного значення і обирається як точна оцінка частоти, а інші не враховуються. У результаті середньоквадратична похибка вимірювання частоти стає мінімальною і дорівнює такому значенню [14]:

$$\sigma_{f \min}^2 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \Delta F \frac{1}{S_0} \sqrt{\frac{N_0}{\tau_{\kappa 0}}}. \quad (2.7)$$

Порівняння (2.7) і (2.4) свідчить, що отримана оцінка має мінімальну середньоквадратичну похибку, відповідає умовам Крамера – Рао і набуває властивості асимптотичної незміщеності та оптимальності. У результаті точність вимірювання збільшується [9].

Таким чином, в основу удосконаленого методу двоканального вимірювання миттєвої частоти ДРВП, покладено ефект створення додаткового каналу вимірювання з дискримінаційною амплітудно-фазовою характеристикою у точному каналі вимірювання (рис.2.2), яка має значно більшу крутизну та лінійність характеристики, ніж крутизна цієї характеристики основного, грубого каналу вимірювання. За рахунок збільшення крутизни та лінійності характеристики і забезпечується підвищення точності вимірювання частоти [15].

Отже, удосконалений метод двоканального моноімпульсного вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами РМ в умовах часткової або повної невизначеності параметрів вхідних сигналів, відрізняється від інших методів тим, що з метою підвищення точності визначення частоти вхідних сигналів на базі фазометра інтерференційного типу

використовують два ідентичні фазометричні канали вимірювання частоти - основний (грубий) та додатковий (точний), при цьому складові елементи основного каналу з величиною часу затримки $\tau_{0Г}$ забезпечують грубе однозначне вимірювання частоти $f_0 \in (f_{\max} - f_{\min}) = \Delta F$, а складові елементи додаткового каналу з величиною часу затримки $\tau_{0Т} \gg \tau_{0Г}$ забезпечують точне, але багатозначне, вимірювання частоти сигналу, одне з яких є більш близьким до істинного значення миттєвої частоти $f_0^* = f_{0Г}^*$ джерела радіовипромінювання та визначається за умовою, що $|f_{0Т}^* - f_{0Г}^*| \rightarrow \min$ [16].

2.2. Аналоговий пристрій технічної реалізації двоканального фазометричного способу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

Описаний двоканальний метод вимірювання миттєвої частоти створює відповідні дискримінаційні характеристики як грубого, так і точного каналів (рис. 2.5). Використовуючи наведене вище вирішувальне правило (див. вирази 2.5 і 2.6) та структурну схему реалізації удосконаленого методу вимірювання (рис.2.2), схема реалізації одного з каналів буде мати вигляд, наведений на рис.2.4. Вона складається з: (Д) - дільника вхідного сигналу; (ЛЗ) - лінії затримки; (Σ , Δ) -сумарно-різницевого пристрою; (КД) - двох квадратичних детекторів; (:) - двох дільників; (СО) - спеціального обчислювача [17].

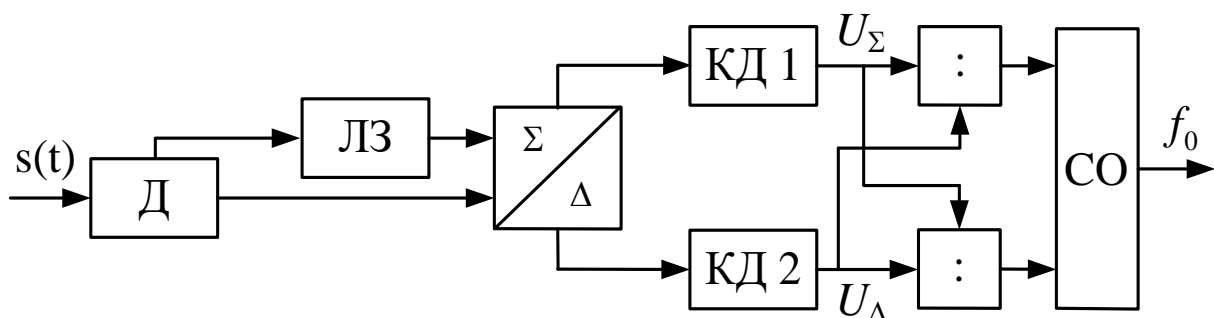


Рис.2.4. Структурна схема одного каналу частотоміра інтерференційного типу в дводетекторному виконанні (Σ , Δ – символи суми і різниці)

Вхідний сигнал $S(t)$, частота якого підлягає вимірюванню, подається на дільник (Д) з виходу якого через лінію затримки (ЛЗ) $S(t-\tau_0)$, і безпосередньо

$S(t)$, поступають на вхід сумарно-різницевого пристрою (Σ/Δ), де формуються їх сума і різниця $S(t-\tau_0) + S(t)$ та $S(t-\tau_0) - S(t)$. Сумарний U_Σ і різницевий U_Δ сигнали після проходження квадратичних детекторів (КД1 і КД2) надходять на дільники ($:$), на виході яких буде результат їх ділення один на одний: U_Δ / U_Σ та U_Σ / U_Δ . Спеціальний обчислювач (СО) забезпечує визначення допоміжних нормованих

величин $\alpha_1 = \sqrt{\frac{U_\Sigma}{U_\Delta}} = \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \phi_0 \right|$ та $\alpha_2 = \sqrt{\frac{U_\Delta}{U_\Sigma}} = \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \phi_0 \right|$, які з використанням

вирішувального правила

$$f_0^* = \begin{cases} \frac{1}{\pi \tau_0} \operatorname{arctg} \alpha_1, & \text{н п и } \alpha_1 \leq 1; \quad f_0 \in (f_{\text{cp}} - f_{\text{min}}); \\ \frac{1}{\pi \tau_0} \operatorname{arcctg} \alpha_2, & \text{н п и } \alpha_2 \leq 1; \quad f_0 \in (f_{\text{max}} - f_{\text{cp}}). \end{cases} \quad (2.8)$$

забезпечують вимірювання і отримання оцінки миттєвої частоти f_0^* [17].

З урахуванням наведеної схеми (рис.2.4) одного з каналів вимірювання загальна структурна схема двоканального частотоміра інтерференційного типу буде мати вигляд, наведений на рис. 2.5.

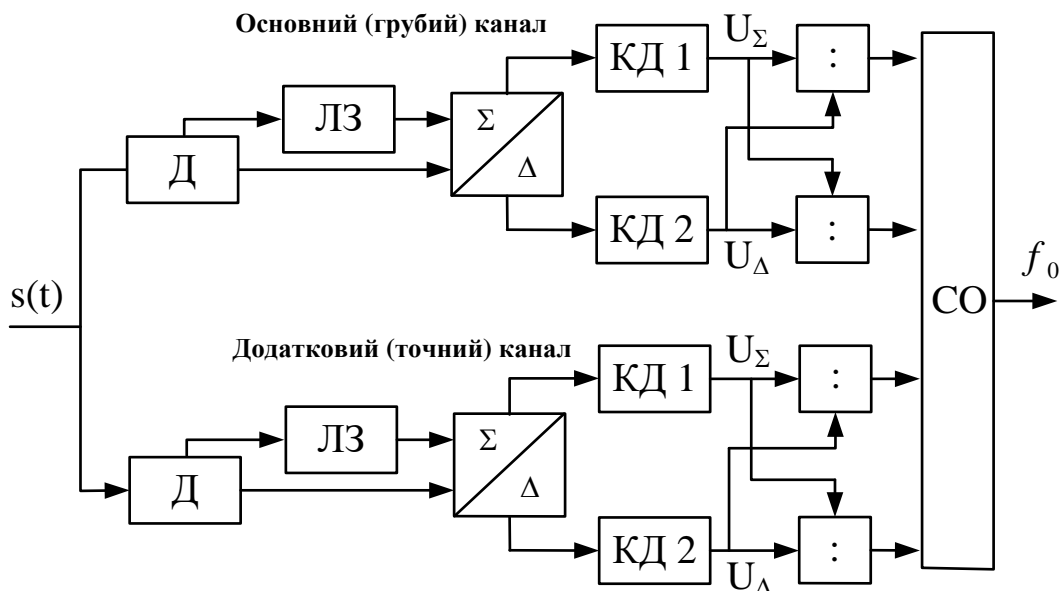


Рис.2.5. Структурна схема двоканального частотоміра інтерференційного типу

Призначення елементів наведеної схеми вже відоме і коментаріїв не потребує. Основний і додатковий канали мають однакові алгоритми роботи,

при цьому перший (основний) канал з величиною затримки τ_{0T} забезпечує грубе однозначне вимірювання частоти $f_0 \in (f_{\max} - f_{\min}) = \Delta F$, а другий (додатковий) канал з $\tau_{0T} \gg \tau_{0T}$ – точне, але багатозначне вимірювання частоти сигналу. Одне з них є більш точним і близьким до істинного значення (визначається спеціальним обчислювачем), а решта має відповідні похибки вимірювання. Тобто, перший (грубий) канал забезпечує однозначність, а другий (точний) – високу точність вимірювання частоти вхідних сигналів і серед множини оцінок частоти $f_{01T}^*, f_{02T}^*, \dots, f_{0nT}^*$, отриманих другим каналом, обирається та, для якої величина $|f_{0kT}^* - f_{0T}^*|$ має найменше значення [17].

Отже, пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами РМ в умовах часткової або повної невизначеності параметрів, відрізняється від минулих пристроїв тим, що з метою підвищення точності моноімпульсного вимірювання миттєвої частоти вхідних сигналів до одноканального фазометра інтерференційного типу введені додатковий фазометричний канал точного вимірювання частоти і спеціальний обчислювач на чотири входи [17].

Висновки

1. Розглянутий прототип двоканального фазометричного методу вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами радіомоніторингу має вирішувальне правило (2.6), що забезпечує визначення несучої частоти, але з малою точністю вимірювання.
2. Удосконалений метод двоканального моноімпульсного вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання засобами РМ в умовах часткової або повної невизначеності параметрів вхідних сигналів, відрізняється від інших методів тим, що з метою підвищення точності визначення частоти вхідних сигналів на базі фазометра інтерференційного типу використовують два ідентичні фазометричні канали вимірювання частоти - основний (грубий) та додатковий (точний), при цьому складові елементи основного каналу з величиною часу

затримки $\tau_{0Г}$ забезпечують грубе однозначне вимірювання частоти $f_0 \in (f_{\max} - f_{\min}) = \Delta F$, а складові елементи додаткового каналу з величиною часу затримки $\tau_{0Г} \gg \tau_{0Г}$ забезпечують точне, але багатозначне, вимірювання частоти сигналу, одне з яких є більш близьким до істинного значення миттєвої частоти $f_0^* = f_{0Г}^*$ джерела радіовипромінювання та визначається за умовою, що $|f_{0Г}^* - f_{0Г}^*| \rightarrow \min$.

3. Розроблений пристрій двоканального частотоміра інтерференційного типу, який у собі має два канали вимірювання: основний та грубий. Грубий канал забезпечує однозначність, а точний – високу точність вимірювання частоти вхідних сигналів завдяки багатозначності вимірювання.
4. Для збільшення ефективності вимірювання несучої частоти і спрощення його технічної реалізації є сенс замінити деякі аналогові елементи на цифрові.

РОЗДІЛ 3

АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ

3.1. Аналого-цифровий двоканальний фазометричний спосіб моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

Основним недоліком пристрою, і загалом способу, що описані в розділі 2, є те, що практична реалізація зазначених пристроїв в аналоговому виконанні вкрай складна та призводить до збільшення спотворень сигналів при їх обробці і зменшення точності вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювань особливо в сантиметровому та міліметровому діапазонах несучої частоти вхідних сигналів. В таких умовах отримані оцінки частоти джерел випромінювання стають такими, що не відповідають вимогам Крамера – Рао [10] до їх незміщеності, оптимальності, ефективності тощо, що зменшує точність та стабільність при вимірюванні частоти джерел і об'єктів радіомоніторингу. Недоліком даного способу також є те, що основний канал забезпечує грубе, але однозначне вимірювання частоти сигналу, а додатковий канал – точне, але багатозначне визначення частоти. Тому виникає необхідність у використанні додаткової процедури вибору точного однозначного значення виміряної частоти [18].

В основу способу, що викладено в цьому розділі, покладено завдання моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювань засобами радіомоніторингу в умовах повної або часткової невизначеності параметрів вхідних сигналів. Для вирішення зазначеного завдання, необхідно здійснювати аналого-цифрову обробку сигналів з використанням аналого-цифрового перетворення та цифрових сигнальних процесорів, що забезпечує розв'язання вирішувального правила (2.8) і однозначність при виборі дійсного

значення несучої частоти. При цьому вирішувальне правило (2.8) як для основного (грубого - $f_{0г}$), так і для додаткового (точного - $f_{0т}$) каналах набуває такого вигляду [18]:

$$f_0^*(nT) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\tau_0} \arctg \alpha_1(nT), & \text{при } \alpha_1(nT) \leq 1; \quad f_0 \in (f_{cp} - f_{min}); \\ \frac{1}{\pi\tau_0} \operatorname{arcctg} \alpha_2(nT), & \text{при } \alpha_2(nT) \leq 1; \quad f_0 \in (f_{max} - f_{cp}), \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\text{де } \alpha_1(nT) = \sqrt{\frac{U_{\Sigma}(nT)}{U_{\Delta}(nT)}} = \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \phi_0(nT) \right|; \quad (3.2)$$

$$\alpha_2(nT) = \sqrt{\frac{U_{\Delta}(nT)}{U_{\Sigma}(nT)}} = \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \phi_0(nT) \right| \quad (3.3)$$

Рішенням даного технічного завдання є те, що для зменшення спотворень сигналів при їх обробці, збільшення точності вимірювання несучої частоти радіовипромінювань та спрощення технічної реалізації вимірювачів необхідно здійснювати аналого-цифрову обробку сигналів з використанням цифрових сигнальних процесорів [18].

3.2. Аналого-цифровий пристрій технічної реалізації двоканального фазометричного способу моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

На рис. 3.1 показана структурна схема аналого-цифрового двоканального пристрою моноімпульсного вимірювання частоти джерел радіовипромінювання на базі фазометра інтерференційного типу.

Робота аналого-цифрового двоканального пристрою моноімпульсного вимірювання частоти джерел радіовипромінювання на базі фазометра інтерференційного типу пояснюється за допомогою обладнання, яке містить: два ідентичних паралельно включених фазометричних канали вимірювання несучої частоти: основного (верхня частина схеми) і додаткового (нижня частина схеми), послідовний інтерфейс та цифровий сигнальний процесор, вихід якого і є виходом пристрою.

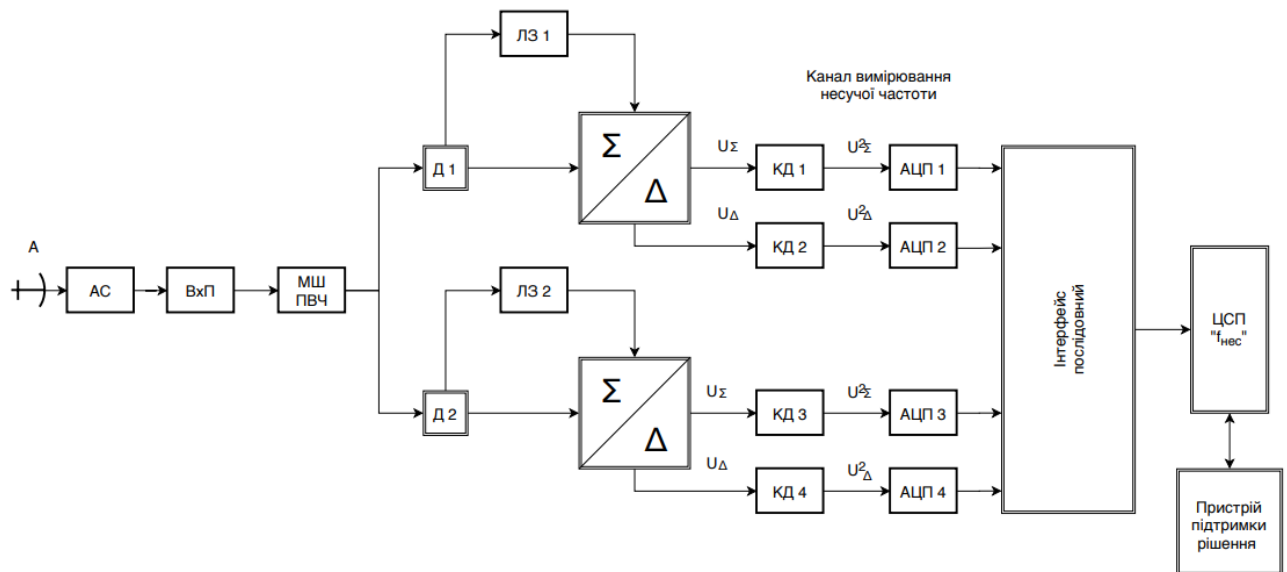


Рис.3.1. Структурна схема аналого-цифрового двоканального пристрою моноімпульсного вимірювання частоти джерел радіовипромінювання на базі фазометра інтерференційного типу

Слід зазначити, що все обладнання містить як аналогову, так і цифрову частки: АЦП 1-4, послідовний інтерфейс, цифровий сигнальний процесор та пристрій підтримки рішення є цифровими частинами, вся інша частина схеми - аналогова.

При цьому, в основному (грубому) каналі на вхід дільника основного каналу (Д 1) подається сигнал з виходу антенної системи (з антенної системи (АС) до малошумного підсилювача високих частот (МШ ПВЧ)), перший вихід дільника вхідного сигналу основного каналу (Д 1) підключений до лінії затримки основного каналу (ЛЗ 1), другий вихід дільника вхідного сигналу основного каналу (Д 1) підключений до першого входу сумарно-різницевого блоку основного каналу (блок Σ/Δ), вихід лінії затримки основного каналу (ЛЗ 1) підключений до другого входу сумарно-різницевого блоку основного каналу (блок Σ/Δ), перший вихід сумарно-різницевого блоку основного каналу (блок Σ/Δ) підключений до входу першого квадратичного детектора основного каналу (КД 1), другий вихід сумарно-різницевого блоку основного каналу (блок

Σ/Δ) підключений до входу другого квадратичного детектора основного каналу (КД 2), вихід першого квадратичного детектора основного каналу (КД 1) підключений до входу першого аналого-цифрового перетворювача (АЦП 1) основного каналу, вихід якого підключений до першого входу послідовного інтерфейсу (Інтерфейс послідовний), вихід другого квадратичного детектора основного каналу (КД 2) підключений до входу другого аналого-цифрового перетворювача (АЦП 2) основного каналу, вихід якого підключений до другого входу послідовного інтерфейсу (Інтерфейс послідовний).

В додатковому (точному) каналі на вхід діляника додаткового каналу (Д 2) подається сигнал з виходу антенної системи (з АС до МШ ПВЧ), перший вихід діляника вхідного сигналу додаткового каналу (Д 2) підключений до лінії затримки додаткового каналу (ЛЗ 2), другий вихід діляника вхідного сигналу додаткового каналу (Д 2) підключений до першого входу сумарно-різницевого блоку додаткового каналу (блок Σ/Δ), вихід лінії затримки (ЛЗ 2) підключений до другого входу сумарно-різницевого блоку додаткового каналу (блок Σ/Δ), перший вихід сумарно-різницевого блоку додаткового каналу (блок Σ/Δ) підключений до входу першого квадратичного детектора додаткового каналу (КД 3), другий вихід сумарно-різницевого блоку додаткового каналу (блок Σ/Δ) підключений до входу другого квадратичного детектора додаткового каналу (КД 4), вихід першого квадратичного детектора додаткового каналу (КД 3) підключений до входу першого аналого-цифрового перетворювача додаткового каналу (АЦП 3), вихід якого підключений до третього входу послідовного інтерфейсу (Інтерфейс послідовний), вихід другого квадратичного детектора додаткового каналу (КД 4) підключений до входу другого аналого-цифрового перетворювача додаткового каналу (АЦП 4), вихід якого підключений до четвертого входу послідовного інтерфейсу (Інтерфейс послідовний), вихід якого підключений до входу цифрового сигнального процесора (ЦСП), вихід якого є виходом аналого-цифрового двоканального пристрою моноімпульсного

вимірювання частоти джерел радіовипромінювання на базі фазометра інтерференційного типу.

Вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювань в умовах повної або часткової невизначеності параметрів вхідних сигналів аналого-цифровим двоканальним пристроєм вимірювання частоти на базі фазометра інтерференційного типу, що описаний в даному розділі, у порівнянні з пристроєм з розділу 2 пункт 2.2., досягається використанням аналого-цифрового способу побудови двох каналів вимірювання основного (грубого) та додаткового (точного), які забезпечують отримання множини оцінок частоти, серед яких цифровий сигнальний процесор обчислює і обирає її найточніше значення.

Новизна розробленого пристрою підтверджена патентом України №145417 від 02.07.2020 р. [18].

3.3. Алгоритм та обчислювальна програма вирішувального правила з визначення несучої частоти цифровим сигнальним процесором

Загальний алгоритм визначення несучої частоти та вирішувального правила з додатковим визначенням відносного пеленгу цифровим сигнальним процесором наведено на рис.3.2, а описова частина - в табл.3.1. При цьому, написання програми не обмежується мовою програмування, але дуже бажано вибрати ту, в якій досить легко визначати складні математичні функції та що відповідні бібліотеки. Серед популярних можна вибрати C#, Python, Java або R. В цій же роботі вибір пав на мову програмування Swift, як на ту, що має в своєму функціоналі можливість розрахунку функції *artcg*, відносну легкість та яка може компілюватися прямо у браузері, не встановлюючи додаткові програми на комп'ютер користувача.

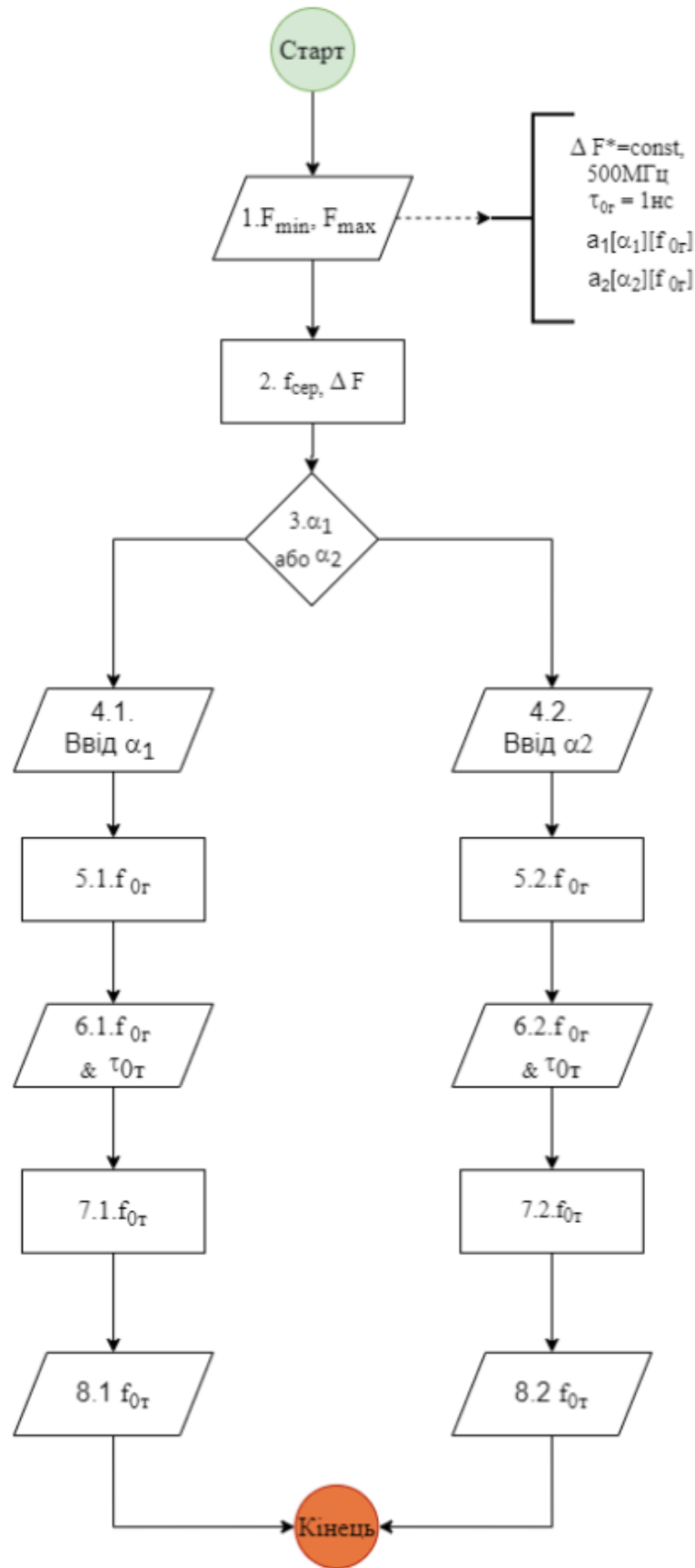


Рис.3.2. Загальний алгоритм визначення несучої частоти та вирішувального правила з визначення відносного пеленгу цифровим сигнальним процесором

Таблиця 3.1.

Описова частина алгоритму визначення несучої частоти

№ блоку	Описова частина
Старт	Старт програми
Коментар до Блоку №1	<p>Стандартною полосою аналізу вимірювача при РМ є $\Delta F^* = 500\text{МГц}$; Відповідне значення часу затримки в грубому каналі, яке розраховується за формулою $\tau_{0r} = \frac{1}{2\Delta F^*}$ і відповідно дорівнює 1нс;</p> <p>Масив відношень α_1 та α_2 від f_{0r}, який розраховується за формулами</p> $f_0^* = \begin{cases} \frac{1}{\pi\tau_0} \arctg \alpha_1, & \text{н п и } \alpha_1 \leq 1; & f_0 \in (f_{cp} - f_{min}); \\ \frac{1}{\pi\tau_0} \operatorname{arccctg} \alpha_2, & \text{н п и } \alpha_2 \leq 1; & f_0 \in (f_{max} - f_{cp}). \end{cases}$
1.	Після початку програми надати користувачеві можливість ввести відомі f_{min} та f_{max} значення діапазону частот роботи джерела радіовипромінювання.
2.	<p>Після вводу користувачем f_{min} та f_{max} вирахувати відповідне середнє значення $f_{сер}$ діапазону роботи джерела радіовипромінювання та безпосередньо саме значення ΔF діапазону ДРВп за наступними формулами:</p> $f_{сер.} = \frac{f_{min} + f_{max}}{2}$ $\Delta F = f_{max} - f_{min}$
3.	Надати користувачеві вибір дискримінаційної характеристики вимірювача: тангенціальна (α_1) або котангенціальна (α_2).
4.1.	Ввести одне значення $\alpha_1 \in [0,1;1]$.
4.2.	Ввести одне значення $\alpha_2 \in [0,1;1]$.
5.1.	Виконати пошук відповідного значення f_{0r} із апріорі розрахованого для моделювання масиву.

Продовження таблиці 3.1

№ блоку	Описова частина				
5.2.	Виконати пошук відповідного значення $f_{0г}$ із апіорі розрахованого для моделювання масиву.				
6.1.	Вивести шукане значення $f_{0г}$ та надати користувачеві можливість ввести параметр $\tau_{0т}$ - часу затримки у точному каналі. При цьому $\tau_{0т} \gg \tau_{0г}$.				
6.2.	Вивести шукане значення $f_{0г}$ та надати користувачеві можливість ввести параметр $\tau_{0т}$ - часу затримки у точному каналі. При цьому $\tau_{0т} \gg \tau_{0г}$.				
7.1.	<p>Маючи введене користувачем значення $\tau_{0т}$ розрахувати новий масив для α_1 за формулою:</p> $f_{0т} = \frac{\arctg \alpha_1}{\pi \tau_{0т}}, \text{ при } \alpha_1 \leq 1$ <table border="1" data-bbox="794 1070 1027 1205"> <tr> <td>α_1</td><td>$f_{0т}$</td></tr> <tr> <td>0,1..1</td><td>...</td></tr> </table> <p>Вирахувати новий діапазон частот вимірювача</p> $\Delta F_T = \frac{1}{2\tau_{0т}};$ <p>Вирахувати кількість (ціле число; заокруглення проводиться в меншу сторону) діапазонів ΔF_T, які можуть вміститися до знайденого у блоці №6.1 значення $f_{0г}$, за формулою:</p> $N_1 = \frac{f_{0г}}{\Delta F_T}$ <p>Отримати два нових цілих числа на основі знайденого за формулами:</p> $N_2 = N + 1;$ $N_3 = N - 1;$ <p>Вирахувати значення миттєвої частоти джерела радіовипромінювання у відповідних розбитих діапазонах за формулами:</p>	α_1	$f_{0т}$	0,1..1	...
α_1	$f_{0т}$				
0,1..1	...				

Продовження таблиці 3.1

№ блоку	Описова частина				
7.1	$f_{N_1}^* = \Delta F_T N_1 + f_{\alpha_1}$ $f_{N_2}^* = \Delta F_T N_2 + f_{\alpha_1}$ $f_{N_3}^* = \Delta F_T N_3 + f_{\alpha_1},$ <p>де f_{α_1} - значення f_{0T} з нового розрахованого масиву у блоці №7.1 при значенні α_1 введенного користувачем у блоці №4.1.</p> <p>Розрахувати різниці кожного точного значення частоти у відповідному діапазоні із грубим значенням частоти, порівняти різниці та обрати $f_{N_n}^*$ керуючись правилом:</p> $ f_{N_n}^* - f_{0T} \rightarrow \min$ <p>Спроектувати вираховане значення в діапазоні вимірювача на діапазон частот джерела радіовипромінювання наступним чином:</p> $f_{0T}^* = f_{\min} + f_{N_n}^*$				
7.2.	<p>Маючи введені користувачем значення τ_{0T} розрахувати новий масив для α_2 за формулою:</p> $f_{0T} = \frac{\arccctg \alpha_2}{\pi \tau_{0T}}, \text{ при } \alpha_2 \leq 1$ <table border="1" data-bbox="794 1377 1029 1512"> <tr> <td>α_2</td><td>f_{0T}</td></tr> <tr> <td>0,1..1</td><td>...</td></tr> </table> <p>Вирахувати новий діапазон частот вимірювача</p> $\Delta F_T = \frac{1}{2\tau_{0T}};$ <p>Вирахувати кількість (ціле число; заокруглення проводиться в меншу сторону) діапазонів ΔF_T, які можуть вміститися до знайденого у блоці №6.2 значення f_{0T}, за формулою:</p> $N_1 = \frac{f_{0T}}{\Delta F_T}$ <p>Отримати два нових цілих числа на основі знайденого за формулами:</p>	α_2	f_{0T}	0,1..1	...
α_2	f_{0T}				
0,1..1	...				

Кінець таблиці 3.1

№ блоку	Описова частина
7.2	$N_2 = N + 1;$ $N_3 = N - 1;$ <p>Вирахувати значення миттєвої частоти джерела радіовипромінювання у відповідних розбитих діапазонах за формулами:</p> $f_{N_1}^* = \Delta F_T N_1 - f_{\alpha_2}$ $f_{N_2}^* = \Delta F_T N_2 - f_{\alpha_2}$ $f_{N_3}^* = \Delta F_T N_3 - f_{\alpha_3},$ <p>де f_{α_2} - значення f_{0T} з нового розрахованого масиву у блоці №7.2 при значенні α_2 введенного користувачем у блоці №4.2.</p> <p>Розрахувати різниці кожного точного значення частоти у відповідному діапазоні із грубим значенням частоти, порівняти різниці та обрати $f_{N_n}^*$ керуючись правилом:</p> $ f_{N_n}^* - f_{0T} \rightarrow \min$ <p>Спроектувати вираховане значення в діапазоні вимірювача на діапазон частот джерела радіовипромінювання наступним чином:</p> $f_{0T}^* = f_{\min} + f_{N_n}^*$
8.1.	Надати користувачеві результати роботи програми у вигляді розрахованого параметру та f_{0T}^* .
8.2.	Надати користувачеві результати роботи програми у вигляді розрахованого параметру та f_{0T}^* .
Кінець	Кінець програми

Таблиця 3.2.

Функціональні вимоги до програми

№ вимоги	Описова частина
ФВ-1	Дані з таблиці 3.1 (Коментар до Блоку №1) є константами і вважаються вхідними базовими параметрами для вимірювача в даній моделі.
ФВ-2	Масив статистичних допоміжних величин α_1 та α_2 обмежений такими вимогами: $\alpha_1, \alpha_2 \leq 1$; $\alpha_1, \alpha_2 \in [0,1..1]$ – з кроком 0,1;
ФВ-3	При вводі даних див.табл.3.1(Блок№1) додати валідацію, а саме – унеможливити ввід літер та сторонніх символів. Програма виконуватиметься лише після отримання цілого числа.
ФВ-4	При вводі даних див.табл.3.1(Блок№4.1(4.2)) імплементувати вимогу ФВ-2. Програма виконуватиметься лише після отримання числа з діапазону $[0,1..1]$.
ФВ-5	При вводі параметру τ_{0T} - часу затримки у точному каналі унеможливити ввід $\tau_{0T} \leq \tau_{0Г}$. Значення τ_{0T} повинно бути більше за константне значення $\tau_{0Г} = 1$ нс.

Для написання коду було задано декілька умов:

- $f_{min} = 1500$ МГц та $f_{max} = 2000$ МГц;
- $\tau_{0Г} = 1$ нс та $\tau_{0T} = 0,1$ нс

Код програми показано на рис. 3.3. (а, б та в):

```

1 import Foundation
2
3 enum InputType { // вибір дискримінаційної характеристики вимірювача
4     case tan
5     case cotan
6 }
7 typealias Range = (n1: Int, n2: Int, n3: Int)
8 typealias Frequency = (fn1: Float, fn2: Float, fn3: Float)
9
10 let fMin: Float = 1500
11 let fMax: Float = 2000
12 let pi: Float = .pi
13
14 let t0RoughChannel: Float = pow(10, -9) // значення часу затримки в грубому каналі
15 let t0ExplicitChannel: Float = pow(10, -8) // значення часу затримки в точному каналі
16
17 let fDeltaE = 1 / (2 * t0ExplicitChannel)
18
19 //MARK: - f0 calculations
20 func f0ByTangent_rChannel(value: Float) -> Float {
21     let r = (1 / (pi * t0RoughChannel)) * atan(value)
22     return r
23 }
24
25 func f0ByCotangent_rChannel(value: Float) -> Float {
26     let cotan = atan(1 / value)
27     let r = (1 / (pi * t0RoughChannel)) * cotan
28     return r
29 }
30
31 func f0ByTangent_eChannel(value: Float) -> Float {
32     let r = (atan(value) / (pi * t0ExplicitChannel))
33     return r
34 }
35
36 func f0ByCotangent_eChannel(value: Float) -> Float {
37     let cotan = atan(1 / value)
38     let r = cotan / (pi * t0ExplicitChannel)
39     return r
40 }
41
42 func test(a1: Float, a2: Float, type: InputType) {
43     let range = 0.1...<1
44     guard range.contains(Double(a1)) && range.contains(Double(a2)) else { return }
45     switch type {
46     case .tan:
47         let f0_a1_tR = f0ByTangent_rChannel(value: a1)
48         print("f0 a1 грубий канал: \(f0_a1_tR)")
49         let f0_a1_tE = f0ByTangent_eChannel(value: a1)

```

Рис.3.3. а) Код програми для обчислення несучої частоти

```

50 print("f0 a1 точний канал: \(f0_a1_tE)")
51 let range: Range = {
52     let n1: Int = Int((f0_a1_tR / fDeltaE).rounded(.towardZero))
53     let n2 = n1 + 1
54     let n3 = n1 - 1
55     let range: Range = (n1, n2, n3)
56     return range
57 }()
58 print("Діапазон. N1: \(range.n1), N2: \(range.n2), N3: \(range.n3)")
59 let frequency: Frequency = {
60     let fn1 = fDeltaE * Float(range.n1) + f0_a1_tE
61     let fn2 = fDeltaE * Float(range.n2) + f0_a1_tE
62     let fn3 = fDeltaE * Float(range.n3) + f0_a1_tE
63     let frequency: Frequency = (fn1, fn2, fn3)
64     return frequency
65 }()
66 print("Частоти. fn1: \(frequency.fn1), fn2: \(frequency.fn2), fn3: \(frequency.fn3)")
67 guard let smallestFrequency = [frequency.fn1, frequency.fn2, frequency.fn3].filter({ $0 > 0 }).sorted(by: <).first else { return }
68 print("Мінімальна частота: \(smallestFrequency)")
69 let newFMin = fMin * pow(10, 6)
70 let result = newFMin + smallestFrequency
71 let mHz = result / pow(10, +6)
72 print("Результат, mHz: \(mHz)\n\n")
73 case .cotan:
74     let f0_a2_tR = f0ByCotangent_rChannel(value: a2)
75     print("f0 a2 грубий канал: \(f0_a2_tR)")
76     let f0_a2_tE = f0ByCotangent_eChannel(value: a1)
77     print("f0 a2 точний канал: \(f0_a2_tE)")
78 let range: Range = {
79     let n1: Int = Int((f0_a2_tR / fDeltaE).rounded(.towardZero))
80     let n2 = n1 + 1
81     let n3 = n1 - 1
82     let range: Range = (n1, n2, n3)
83     return range
84 }()
85 print("Діапазон. N1: \(range.n1), N2: \(range.n2), N3: \(range.n3)")
86 let frequency: Frequency = {
87     let fn1 = fDeltaE * Float(range.n1) - f0_a2_tE
88     let fn2 = fDeltaE * Float(range.n2) - f0_a2_tE
89     let fn3 = fDeltaE * Float(range.n3) - f0_a2_tE
90     let frequency: Frequency = (fn1, fn2, fn3)
91     return frequency
92 }()
93 print("Частоти. fn1: \(frequency.fn1), fn2: \(frequency.fn2), fn3: \(frequency.fn3)")
94 guard let smallestFrequency = [frequency.fn1, frequency.fn2, frequency.fn3].filter({ $0 > 0 }).sorted(by: <).first else { return }
95 print("Мінімальна частота: \(smallestFrequency)")
96 let newFMin = fMin * pow(10, 6)

```

Рис.3.3. б) Код програми для обчислення несучої частоти (продовження)

```

97     let result = newFMin + smallestFrequency
98     let mHz = result / pow(10, +6)
99     print("Результат, mHz: \(mHz)\n\n")
100 }
101 }
102
103 test(a1: 0.6, a2: 0.6, type: .tan)
104 test(a1: 0.4, a2: 0.4, type: .cotan) //....

```

Рис.3.3. в) Код програми для обчислення несучої частоти (кінець)

Результат роботи програми наведено на рис. 3.4.

```

Result

$swift main.swift
f0 a1 грубий канал: 1.72021e+08
f0 a1 точний канал: 1.72021e+07
Діапазон. N1: 3, N2: 4, N3: 2
Частоти. fN1: 1.67202e+08, fN2: 2.17202e+08, fN3: 1.17202e+08
Мінімальна частота: 1.17202e+08
Результат, mHz: 1617.2

f0 a2 грубий канал: 3.78881e+08
f0 a2 точний канал: 3.78881e+07
Діапазон. N1: 7, N2: 8, N3: 6
Частоти. fN1: 3.12112e+08, fN2: 3.62112e+08, fN3: 2.62112e+08
Мінімальна частота: 2.62112e+08
Результат, mHz: 1762.11

```

Рис. 3.4. Результат обчислення програми для обчислення несучої частоти

Висновки

1. Для зменшення спотворень сигналів при їх обробці, збільшення точності вимірювання несучої частоти радіовипромінювань та спрощення технічної реалізації було вирішено використовувати цифрові пристрої, такі як АЦП та ЦСП. При цьому отримано дещо змінене вирішувальне правило (3.1), яке буде обчислюватися у ЦСП, а не у аналоговому спеціальному обчислювачеві, як у прототипі з розділу 2.
2. Новизна синтезованого аналого-цифрового пристрою, що зображений на рис. 3.1, підтверджується отриманим та зареєстрованим патентом на корисну модель №145417 [18].
3. Розроблений алгоритм та написаний код програми для обчислення ЦСП вирішального правила для вимірювання несучої частоти достатньо простий і зручний для практичного застосування.
4. Існує сенс використовувати даний пристрій разом із іншим пристроєм, наприклад, пеленгаторним модулем, який буде обчислювати своє значення азимуту на основі отриманого значення несучої частоти з даного аналого-цифрового пристрою. В такому разі буде створено загальний моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль, який буде досить точним та ефективним, і відносно дешевим.

РОЗДІЛ 4

АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕЛЕНГАТОРНИЙ МОДУЛЬ РАДІОМОНІТОРИНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

Досягнення раціонального співвідношення якості й вартості радіоелектронної апаратури вимагає застосування максимально простих та економічних технічних рішень, модульного принципу побудови не тільки технічних засобів (комплексів) у цілому, а й їх функціональних підсистем. Це дає змогу гнучкого проектування раціональних конструктивних варіантів з урахуванням очікуваних умов застосування апаратури за призначенням, спрощення експлуатації, відновлення, а за необхідності – адаптації до нових умов застосування і модернізації [19]. Тому метою розділу 4 є розробка аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних систем.

4.1. Структурно-функціональна схема аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних мереж

Побудова ефективної та гнучкої підсистеми пеленгування засобів РМ, що працюють в умовах гарантованого енергетичного доступу до ДРВп, допускає застосування антен з малим коефіцієнтом підсилення і широкою головною пелюсткою ДНА (десятки градусів). Це позитивно впливає на швидкодію засобів РМ в процесі пошуку та виявлення сигналів, але погіршує умови для здійснення точного пеленгування послідовними методами внаслідок пропорційного збільшення сектору повертання антени, необхідного для формування відліку пеленгу, а отже – часу пеленгування. Також погіршується точність моноімпульсного пеленгування внаслідок малої крутизни дискримінаційної характеристики [20].

Базовим блоком модульної підсистеми пеленгування засобу РМ може бути моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль (МППМ), у якому тракти пеленгування і вимірювання миттєвої частоти працюють від однієї пари

антен, рознесених на базу, у кілька разів більшу довжини середньої робочої хвилі вхідних сигналів, а амплітудні ДНА забезпечують створення однозначної амплітудної дискримінаційної характеристики у робочому секторі пеленгатора [21].

У зв'язку із простотою та очікуваною малою вартістю схемо-технічного рішень, а також можливістю їх нарощування, прийемо, що величини необхідного робочого сектору та смуги частот миттєвого виявлення і пеленгування будуть забезпечуватись апаратурою, що складається з окремого МППМ [20].

Тоді загальна структурна схема типового МППМ, що наведена на рис. 4.1, і буде забезпечуватись апаратно-програмною композицією аналого-цифрового моноімпульсного пеленгатора та вимірювача миттєвої частоти.

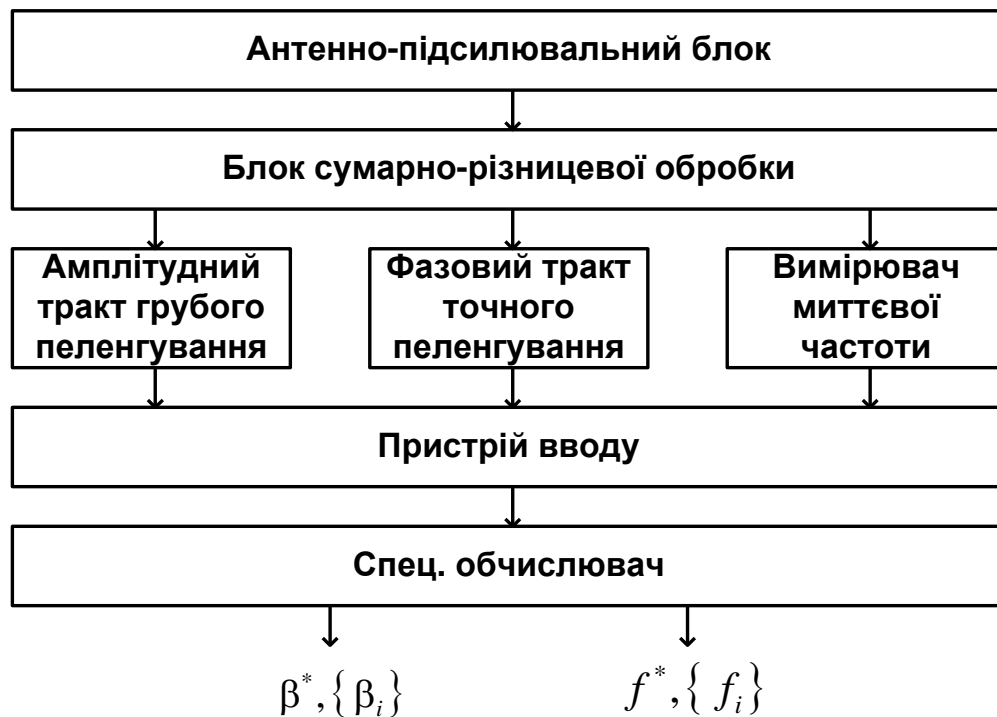


Рис.4.1. Загальна структурна схема моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля

З врахуванням наведеної схеми (рис. 4.1) і розроблених аналого-цифрових структур пеленгатора і частотоміра [15,12] (див. розділ 3, рис.3.1), структурно-функціональна схема МППМ буде мати вигляд, наведений на

рис.4.2. Червоним кольором виділено розроблений канал вимірювання несучої частоти джерел випромінювання ТКМ. Склад розробленої схеми, призначення її елементів і принцип роботи моноімпульсного вимірювача миттєвої частоти достатньо детально описані у розділах 2, 3 й додаткових пояснень не вимагають, а щодо частини роботи пеленгаторного пристрою можна дізнатися у джерелах [20], [21] та [22].

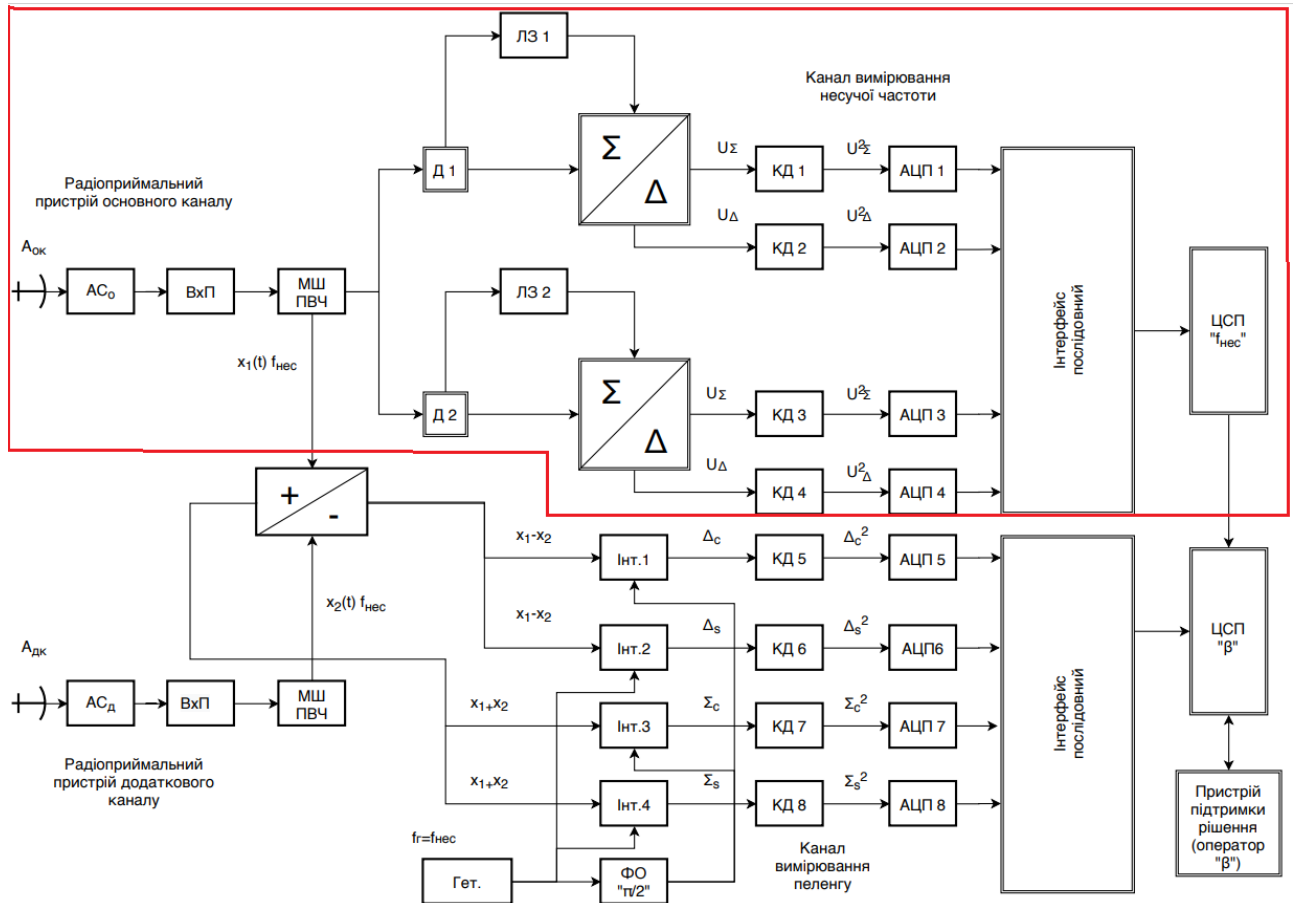


Рис.4.2. Структурно-функціональна схема аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля

4.2. Технічні характеристики аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних мереж

Для оцінювання технічних характеристик наведеного МППМ в існуючих та перспективних засобах РМ необхідно врахувати: вимоги щодо точності пеленгування; критерій співвідношення точності трактів грубого і точного пеленгування [21]; ширину амплітудної ДНА; величину робочого сектору;

діапазон значень відношення сигнал/шум, де забезпечується його надійна робота [22].

Прийmemo вхідні умови і обмеження такими, як визначено у розділі 3. Крім того, будемо вважати, що СКП тракту точного пеленгування МППМ σ_T має відповідати середній СКП пеленгування відомих зразків станцій РМ (0,2 – 1,0°) [3,4] – тобто близько 0,5°, а відношення сигнал/шум за потужністю q^2 для умов прийому на дальності прямої видимості – не гірше 20 дБ [22].

Фазометрична база $d = (1; 2; 3; 4; 5)\lambda$ тракту точного пеленгування (ТТП) повинна забезпечити задану СКП визначення точного пеленгу:

$$\sigma_T(\beta) = \sqrt{D(\beta_T^*)}, \quad (4.1)$$

де $D(\beta_T^*)$ - дисперсія визначення оцінки пеленгу у ТТП.

Дисперсія оцінок пеленгу визначається за виразом (3.13 - див. розділ3) і дорівнює величині:

$$D(\beta^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta} \left\{ 1 + \frac{1}{q^2} \left[\frac{\lambda_s}{\pi d} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos \beta} \left(\frac{\lambda_s}{4\pi d} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos \beta} + \frac{2 \operatorname{tg} 2\phi}{\cos^3 2\phi} - \operatorname{tg} 2\phi \right) - \frac{\operatorname{tg} \beta \operatorname{tg} 2\phi}{\cos \beta} + \operatorname{tg}^2 2\phi \left(\frac{2,25}{\cos^6 2\phi} - \frac{4}{\cos^3 2\phi} + 2,25 \right) \right] \right\}. \quad (4.2)$$

Надалі замість безрозмірних значень дисперсії будуть вживатись розраховані за виразом (4.1) значення СКП в кутових одиницях [22].

З використанням виразу (4.2) розраховано сімейство кривих залежності СКП визначення пеленгу у ТТП $\sigma_T(\beta)$ від відношення сигнал/шум q^2 вздовж нормалі до фіксованих баз пеленгування $d = (1; 2; 3; 4; 5) \lambda_s$ (рис 4.3). Отримані результати показують, що при відношенні сигнал/шум до 20 дБ необхідна величина СКП точного пеленгування буде забезпечуватись на відносних базах $d \geq 3\lambda_s$ [22].

Оскільки дисперсії та відповідні СКП пеленгування мінімальні у напрямку нормалі до бази пеленгатора, а на інших напрямках зростають, то при

виборі відносної бази необхідно передбачити певний запас точності, тому доцільно обрати величину бази $d = 4\lambda_S$.

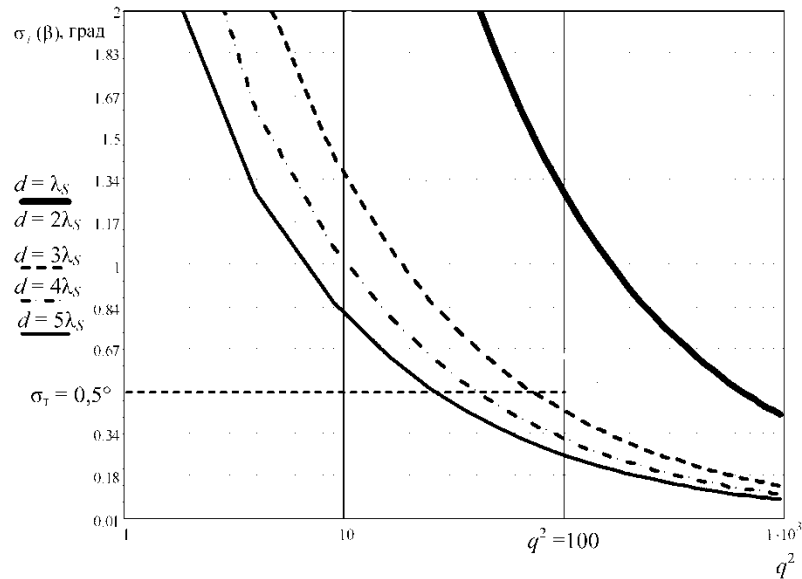


Рис. 4.3. Залежності СКП визначення пеленгу фазовим ТТП від величини відношення сигнал/шум для різних баз

Критерій усунення неоднозначності пеленгування за мінімумом модуля різниці значень пеленгів, отриманих за дискримінаційними характеристиками (ДХ) трактів точного і грубого пеленгування, буде таким:

$$\beta^* = \beta_{Ti}^*; \text{ якщо } |\beta_{\Gamma}^* - \beta_{Ti}^*| = \min, \quad (4.3)$$

де β_{Γ}^* , β_{Ti}^* – оцінки пеленгів у грубому і точному трактах пеленгатора;

$i = 2, \dots, N$ – кількість неоднозначних відліків пеленгу в ТТП, яка залежить від співвідношення бази пеленгування d та λ_S вхідного сигналу.

Для цього критерію необхідно, щоб довірчий інтервал в тракті грубого пеленгування (ТГП), який обирається за правилом “трьох сігм” [20], не перевищував ширину однозначної ділянки дискримінаційної характеристики тракту точного пеленгування:

$$\frac{d}{\lambda_S} \leq \frac{1}{4|\sin(3\sigma_{\beta\Gamma})|}. \quad (4.4)$$

Водночас, вважаючи закон розподілу оцінок пеленгу нормальним, для практичного застосування МППМ доцільно розглянути не тільки випадок

довірчого інтервалу $\Delta\beta_{99}^* = 3\sigma_{\beta\Gamma}$ (з ймовірністю усунення неоднозначності $P = 0,999$), а й випадок $\Delta\beta_{96}^* = 2\sigma_{\beta\Gamma}$ ($P = 0,96$). При цьому суттєво знижуються вимоги до точності ТП, а очікуваний рівень ймовірних похибок усунення неоднозначності не буде перевищувати 4%, що на практиці може бути припустимим, коли є можливість виключення грубих похибок за рахунок статистичної обробки однорідного масиву вимірювань (наприклад за серію імпульсів) [22].

Отже, для бази ТП $d = 4\lambda_s$ значення $\sigma_{\beta\Gamma}$ у випадку 99,9% ймовірності усунення неоднозначності становитиме близько $1,2^\circ$, а у випадку 96% ймовірності – близько $1,8^\circ$.

Очікувану точність пеленгування запропонованого МППМ можна оцінити за графічними залежностями СКП ТП з базою $d = 4\lambda_s$ для відношення сигнал/шум $q^2 = \{6, 10, 20, 30\}$ дБ (рис. 4.4), розраховані за виразом (4.2) [22].

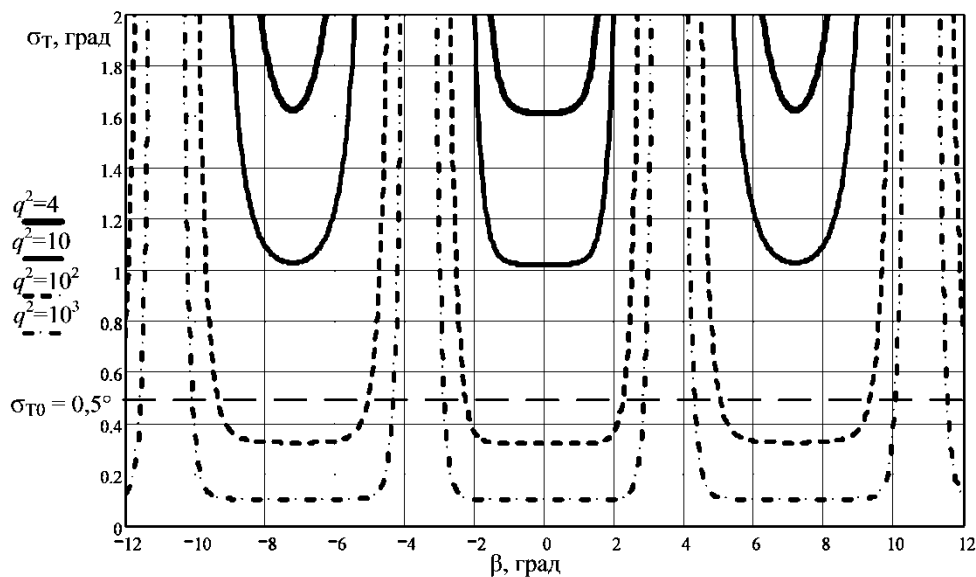


Рис. 4.4. Сімейство кривих СКП тракту точного пеленгування моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля

З наведених графічних залежностей видно, що ТП, який реалізує удосконалений двоканальний фазовий метод (див розділ 3, п. 3.1), не має непрацездатних ділянок в робочому секторі, тому при $q^2 \geq 20$ дБ середня СКП

пеленгування не буде перевищувати заданої величини ($0,5^\circ$) в усьому робочому секторі пеленгатора [22].

Таким чином, за визначених вище умов МППМ можна реалізувати на практиці і отримати такі його характеристики [22]:

- відносна смуга робочих частот – до $\pm 20\%$ від центральної частоти (визначається смугою пропускання аналогових елементів приймального тракту);
- сектор виявлення – $15 \dots 30^\circ$ (сумарна ширина двопроменевої ДНА);
- робочий сектор – $7 \dots 15^\circ$;
- робоче відношення сигнал/шум – ≥ 20 дБ;
- СКП тракту грубого пеленгування – $1 \dots 2^\circ$;
- СКП тракту точного пеленгування – $0,3 \dots 0,4^\circ$.

Отже, розроблена теоретична модель визначення параметрів для ТГП і ТТП дає змогу узгодити фізичні та електричні показники антенних систем і трактів обробки сигналу. В процесі оптимізації можна точніше збалансувати параметри ТГП і ТТП модуля відповідно до заздалегідь визначених умов застосування та особливостей використаної елементної бази.

Висновки

1. Моноімпульсний вимірювач, що реалізує удосконалений двоканальний фазовий метод пеленгування і вимірювання миттєвої частоти ДРВП може бути основою побудови типового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для підсистем пеленгування засобів РМ різного призначення. Простота схемного рішення і невеликі розміри антенної системи в діапазоні надвисоких частот дають можливість використовувати компактні лінійки оптимізованих за характеристиками МППМ для перекриття потрібного робочого сектору та смуги частот.
2. Виграш від застосування розробленого типового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля в системі безпошукового пеленгування джерел РМ обумовлюється тим, що:

- для визначення місцеположення та супроводження об'єктів і ДРВп у ближній зоні можливе використання двох станцій РМ в режимі триангуляції замість трьох станцій у різницево-дальномірному режимі. Це збільшує живучість комплексу РМ та розширює можливості адаптації до конкретних умов його застосування [20];
- середньоквадратична похибка пеленгування зменшується, а пов'язана з нею відносна ділянка діапазону дальностей, де використання триангуляції замість різницево-дальномірного режиму не призводить до суттєвого зниження точності визначення місцеположення ДРВп, суттєво збільшується [20].

3. При практичній реалізації запропонованого аналого-цифрового ППМ можна очікувати отримання таких його характеристик:

- відносна смуга робочих частот – до $\pm 20\%$ від центральної частоти (визначається смугою пропускання аналогових елементів приймального тракту);
- сектор виявлення – $15 \dots 30^\circ$ (сумарна ширина двопроменевої ДНА);
- робочий сектор – $7 \dots 15^\circ$;
- робоче відношення сигнал/шум – ≥ 20 дБ;
- СКП тракту грубого пеленгування – $1 \dots 2^\circ$;
- СКП тракту точного пеленгування – $0,3 \dots 0,4^\circ$.

4. Для оцінювання загальної ефективності комплексів РМ в умовах значної апріорної невизначеності початкових умов та ймовірнісного характеру самого процесу спостереження можна використати відому нелінійну модель векторної оптимізації, побудовану на основі нелінійної схеми компромісів, у вигляді скалярної згортки, яка завжди забезпечує отримання результату в умовах обмежень. Співставлення значень нормованих узагальнених показників ефективності з нормованою фундаментальною шкалою дасть змогу отримати не тільки кількісну аналітичну, а й якісну оцінку.

РОЗДІЛ 5

РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ ТА БІЗНЕС-ПЛАН ЙОГО РЕАЛІЗАЦІЇ

В даному розділі викладено маркетинговий аналіз перспектив реалізації збуту приймально-пеленгаторного модулю радіомоніторингу телекомунікаційних мереж, оцінено можливості його ринкового впровадження, а також наведено бізнес план реалізації стартап-проекту.

5.1 Опис ідеї стартап-проекту

Проект направлений на підвищення точності та ефективності радіомоніторингу джерел радіовипромінювань за рахунок розробленого моноімпульсного приймально-пеленгаторного модулю. Такий пристрій забезпечить точне та швидке визначення несучої частоти та пеленгу завдяки аналого-цифровій обробці сигналів.

Таблиця 5.1.

Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль, що дає можливість підвищити ефективність пеленгування в телекомунікаційних мережах за рахунок підвищення точності пеленгу.	1. Сучасні системи радіомоніторингу 2. Спортивна радіопеленгація 3. Аерокосмічна та оборонна промисловості 4. Наукові дослідження та освіта 5. Виробники промислової електроніки	Використання отриманої математичної моделі забезпечить підвищення точності пеленгування, а при існуючій швидкодії та гнучкості підсистеми радіомоніторингу синтезований пристрій буде універсальним в своєму застосуванні.

При порівнянні з конкурентами в першу чергу увага надається архітектурному підходу, що забезпечує швидкість роботи та ефективність у кожному конкретному випадку. Порівняння з конкурентами, а також визначення переваг і недоліків наведено у наступні табл.5.2 [23].

Таблиця 5.2.

Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

з/п	Техніко- економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів			W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Наш проект	Rohde & Schwarz DDF007	Пластун-РП- 3000			
1	Використання безкоштовного програмного забезпечення	так	ні	ні			так
2	Непередбачуване зростання вартості	так	ні	ні	так		
3	Індивідуальні можливості кастомізації системи	так	так	ні			так
4	Єдина підтримка апаратної та програмної частини	ні	ні	так			так

Конкуренти володіють лише частковим функціоналом, який реалізований в даному проекті. Серед сильних сторін визначені використання безкоштовного програмного комплексу та можливості кастомізації під конкретні задачі, які ставляться перед обраним проектом. Слабкою стороною є вимога використовувати дані отримані з різних джерел, що не є структуровані.

5.2 Технологічний аудит ідеї стартап-проекту

Таблиця 5.3.

Технологічна здійсненність ідеї проекту та його алгоритму

№ з/п	Ідея проекту	Технології реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Підвищення ефективності пеленгування в телекомунікаційних системах за рахунок підвищення точності пеленгу.	Синтез структурної схеми модулю та програмування математичної моделі розрахунку ключових параметрів на мові Swift	Існуючі бібліотеки, такі як Pandas, Numpy, Sklearn та Matplotlib, що дозволяють вираховувати важкі тригонометричні вирази	Є доступними та безкоштовними для використання
Обрана технологія реалізації математичної моделі в проекті: мова програмування Swift				

Для реалізації алгоритму для проекту доступна мова програмування: Swift.

Swift використовується для вирішення великої кількості задач, в різних умовах за рахунок великої кількості бібліотек та простоті використання.

Обраною платформою для реалізації математичної моделі аналого-цифрового модулю проекту стала мова програмування Swift завдяки детальній документації та великій кількості користувачів, що забезпечують підтримку відкритих проектів.

5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

При дослідженні ринкових можливостей, в першу чергу проведений аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку [24]. Дані наведені у табл.5.4.

Таблиця 5.4.

Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№з/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	2
2	Загальний обсяг продаж	?
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу	Немає
5	Специфічні вимоги для стандартизації, специфікації	Має
6	Середня норма рентабельності в галузі, %	?

Враховуючи сьогоденішню необхідність ринку стосовно підвищення ефективності пеленгу та моніторингу в телекомунікаційних системах приватного та державного секторів, за попереднім оцінюванням ринок є привабливим для входження.

Таблиця 5.5.

Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ з/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1		Аерокосмічна та оборонна промисловості	Аерокосмічна та оборонна промисловості акцентують увагу на різні показники ефективності.	Точність та швидкодія пристрою. Для забезпечення успіху цифрової трансформації всі дані і канали зв'язку повинні бути надійно захищені.
2		Дистриб'ютори промислової електроніки	Вимоги до сертифікацій продукту можуть відрізнятися, формування кінцевої ціни за одиницю товару є предметом дискусій у різних дистриб'юторів	-
3		Наукові дослідження та освіта	Вимоги до кількості екземплярів продукту	Наявність технічної документації, гарантійне обслуговування

Таблиця 5.6.

Фактори загроз

№ з/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Відсутність зацікавленості у продукті	Успіх продукту залежить від підтримки малого та середнього бізнесу, адже з великою імовірністю державні сектори не будуть звертати увагу на нового гравця на ринку телекомунікаційних пристроїв, а виберуть вже перевірені часом рішення.	Робота з малим та середнім бізнесом, а саме з дистриб'юторами промислової електроніки, що призведе до маркетингового просування продукції
2	Складність побудови пристрою	Аналого-цифровий модуль з фазовим методом пеленгування зумовлює збільшений час на створення продукту, що в свою чергу впливає на місячну кількість виробу.	Збільшення виробничих потужностей

Таблиця 5.7.

Фактори можливостей

№ з/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Необхідність рішення проблеми точності пеленгування та моніторингу в ТКМ.	На сьогодні пеленгування радіоелектронних засобів здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки (ЕМО), що характеризується багатопроменевим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за частотою корисного сигналу і завад, апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань. Тому розробка аналого-цифрового модулю пеленгування, що має високу точність є гарною можливістю вирішити наявні проблеми в засобах радіомоніторингу.	Просування продукту на всеукраїнський ринок з орієнтуванням на дистриб'юторів промислової електроніки

Одночасно і можливістю і загрозою є складність розробки аналого-цифрового модулю, що зумовлює збільшення часу в процесі виробництва, але водночас – складність розробки зумовлює підвищення точності пеленгування аналого-цифрового модулю, що вирішує ряд технологічних та бізнес проблем.

Таблиця 5.8.

Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
1. Тип конкуренції: олігополія	На ринку представлені декілька компаній, що поставляють подібні продукти.	Акцентування переваг продукту
2. Рівень конкурентної боротьби: національний/інтернаціональний	Першим етапом є боротьба за ринок України з подальшим виходом на ринки інших країн	Маркетингова компанія в першу чергу орієнтована на захоплення місцевого ринку
3. Галузева ознака: внутрішньогалузева	Економічна боротьба з конкурентами відбувається в одній галузі економіки, пропонуються аналогічні продукти, що мають архітектурні відмінності у функціонуванні	Пропозиція суттєвих переваг у порівнянні з продуктами конкурентів у визначеній галузі економіки
4. Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Конкуренція відбувається між продуктами одного виду. За такої конкуренції значення набуває марка товару	Постійна робота над забезпеченням високого рівня іміджу компанії

Продовження таблиці 5.8.

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
5. За характером конкурентних переваг: нецінова	Передбачається ведення конкурентної боротьби не за рахунок зниження ціни на аналогічні послуги, а за рахунок новизни та унікальних характеристик технології, на якій базується функціонування пристрою	Акцент на унікальних характеристиках пропонованого товару
6. За інтенсивністю: марочна	Виведення товару на ринок передбачається під власною маркою	Просування продукту компанії під визначеним брендом

В результаті проведення аналізу табл. 5.9, можна зробити висновок, що можливість виходу на ринок з огляду на конкурентну ситуацію є високою. Для виходу на ринок товар в першу чергу повинен пропонувати унікальні характеристики, які відсутні у продуктах конкурентів [23].

На основі аналізу конкуренції, приведенного в табл.5.9, а також із урахуванням характеристик ідеї проекту (табл. 5.2), вимог споживачів до товару (табл. 5.5) та факторів маркетингового середовища (табл. 5.6 та 5.7), визначається та обґрунтовується перелік факторів конкурентоспроможності, що надається у табл. 5.10.

Таблиця 5.9.

Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	Rohde&Schwarz, Інфозахист	Гнучкі ціни, мінімальний життєздатний продукт	Змінні витрати постачальників	Рівень чутливості до зміни цін	Ціна, лояльність споживачів
Висновки	Конкуренція досить інтенсивна, існує перетин в кожній галузі збуту	Можливість входу в ринок висока. Потенційні конкуренти присутні	Постачальник може диктувати умови: ціни на послуги	Кожен з клієнтів потребує індивідуального підходу для вирішення його задач	Обмежень для роботи на ринку з боку товарів замінників на даний момент не існує

Таблиця 5.10.

Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ з/п	Фактори конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	Динаміка галузі	Проблема точності пеленгу та моніторингу в телекомунікаційних мережах є дуже важливою, тому приватний та державний сектори інфокомунікаційної сфери зацікавлені у ній
2	Концепція товару	Моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль, що дає можливість підвищити ефективність пеленгування в телекомунікаційних мережах за рахунок підвищення точності пеленгу.
3	Після продажне обслуговування	Підтримка щодо використання та налаштування пристрою після його продажу

Фінальним етапом ринкового аналізу можливостей впровадження проекту є складання SWOT-аналізу (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities) на основі виділених ринкових загроз та можливостей, та сильних і слабких сторін (табл. 5.12) [23].

Таблиця 5.11.

Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін аналого-цифрового модулю

з/п	Фактори конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з власною системою						
			-3	-2	-1	0	1	2	3
1	Динаміка галузі	1					✓		
2	Концепція товару і послуги	2						✓	
3	Після продажне обслуговування	2						✓	

Таблиця 5.12.

SWOT-аналіз стартап проекту

<p>Сильні сторони:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Інноваційні технології • Висока якість 	<p>Слабкі сторони:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Слабкий імідж компанії • Слабкий маркетинг • Мало оборотних коштів • Невідома торгівельна марка
<p>Можливості:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Нові технології • Нові потреби клієнтів • Тенденції попиту 	<p>Загрози:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Сильна конкуренція

Таблиця 5.13.

Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ з/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Дистриб'ютори промислової електроніки	Переважно готові	Дуже високий	Низька	Легка
2	Аерокосмічна та оборонна промисловості	Не готові	Дуже високий	Висока	Важка
3	Наукові дослідження та освіта	Готові	Середній	Середня	Середня
Цільовими групами обрано дистриб'юторів промислової електроніки, що зацікавлені у розвитку власного бізнесу шляхом продажу товарів постачальників					

Базові стратегії в обраних сегментах ринку представлені у табл. 5.14.

Залежно від міри сформованості галузевого ринку, характеру конкурентної боротьби, необхідно обрати одну з трьох стратегій конкурентної поведінки: розширення первинного попиту, оборонну або наступальну стратегію або ж застосувати демаркетинг або диверсифікацію [23] (табл. 5.15).

Таблиця 5.14.

Визначення базової стратегії розвитку

№ з/п	Обрана альтернатива розвитку	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія розвитку
1	Динамічний розвиток з використанням маркетингу та встановлення бізнес-контактів	Підняття рейтингу компанії шляхом маркетингу, встановлення конкурентоспроможних цін	Незалежність від посередника, який утримує кошти за свої послуги	Стратегія лідерства по витратах
2	Динамічний розвиток завдяки висвітленню унікальних характеристик продукту	Унікальність послуг, для збільшення лояльності клієнта	Використання індивідуального підходу до клієнта. Висвітлення унікальних характеристик продукту, а саме підвищена точність модулю.	Стратегія диференціації

Таблиця 5.15.

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ з/п	Чи є проект першопрохідцем на ринку	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів	Чи буде компанія копіювати основні характеристики	Стратегія конкурентної поведінки
1	Проект не є першопрохідцем	Компанія буде шукати нових користувачів	Компанія буде копіювати найкращі з характеристик конкурентів	Стратегія наслідування лідеру за для економії фінансових ресурсів

На основі вимог споживачів з обраних сегментів до постачальника (стартап-компанії) та до продукту (табл. 5.5), а також в залежності від обраної базової стратегії розвитку та стратегії конкурентної поведінки була розроблена стратегія позиціонування (табл. 5.16).

5.4 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Маркетингова програма - це намічений для планомірного здійснення, об'єднаний єдиною метою та залежний від певних строків комплекс взаємопов'язаних завдань і адресних заходів соціального, економічного, науково-технічного, виробничого, організаційного характеру з визначенням ресурсів, що використовуються, а також джерел одержання цих ресурсів. Основну увагу слід приділяти вибору, значенню та формі інструментів маркетингу, їх об'єднанню в найбільш оптимальний з погляду визначеної

мети комплекс, а також розподілу фінансових ресурсів у межах бюджетування маркетингу [23].

Таблиця 5.16.

Визначення стратегії позиціонування

№ з/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту
1	Висока доступність	Стратегія диференціації	Висвітлення унікальних характеристик продукту, а саме підвищена точність модулю. Використання індивідуального підходу до клієнта	Доступність, якість, швидкість, точність

Першим кроком є формування маркетингової концепції товару, який отримає споживач. Для цього потрібно підсумувати результати попереднього аналізу конкурентоспроможності товару (табл. 5.17).

Таблиця 5.17.

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ з/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентом
1	Висока точність та ефективність радіомоніторингу	Підвищення точності та ефективності радіомоніторингу	Комплексний та інноваційний підхід до рішення цієї задачі
2	Високе співвідношення ціна/якість	Зменшення собівартості модулю за рахунок виробництва в Україні	Виробництво та збут товару за конкурентоспроможною ціною

Надалі розробляється трирівнева маркетингова модель товару: уточняється ідея продукту та послуги, та його фізичні складові, особливості процесу та його надання (табл. 5.18).

Апаратний модуль, що забезпечую високу точність та ефективність радіомоніторингу, принцип дії якого захищений патентами в Україні.

Аналіз системи збуту передбачає визначення ефективності кожного елемента цієї системи, оцінювання діяльності апарату працівників збуту. Аналіз витрат обігу передбачає зіставлення фактичних збутових витрат за кожним каналом збуту і видом витрат із запланованими показниками для того, щоб виявити необґрунтовані витрати, ліквідувати затрати, що виникають у процесі руху товарів і підвищити рентабельність наявної системи збуту [23]. Дані щодо визначення системи збуту надаються в табл. 5.19.

Таблиця 5.18.

Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові
1. Товар за задумом	Товар забезпечує точний та ефективний радіомоніторинг
2. Товар у реальному виконанні	Властивості: доступність, цілісність, зручність, прозорість
	Товар представляє собою аналогово-цифровий модуль для систем радіомоніторингу
	Поставляється у вигляді модулю для систем радіомоніторингу.
	Назва: Аналогово-цифровий моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль
3. Товар із підкріпленням	До продажу: відбувається конфігурування та тестування модулю
	Після продажу: відбувається технічна підтримка модулю

У якості концепції маркетингових комунікацій були обрані інтегровані маркетингові комунікації, де компанія ретельно обмірковує і координує роботу своїх численних каналів комунікації, рекламу в засобах масової інформації, особистий продаж, стимулювання збуту, пропаганду, прямий маркетинг, упаковку товару [23].

Таблиця 5.19.

Формування системи збуту

№ з/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Власна система збуту	Постачання модулю компаніям-клієнтам	Канал нульового рівня, продаж товару відбувається безпосередньо компаніям-клієнтам через відділ збуту	Оптимальною системою збуту є прямий збут з каналом нульового рівня за відсутності посередників

Таблиця 5.20.

Концепція маркетингових комунікацій

№ з/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення
1	Консервативна поведінка, але відкриті до нового	Соцмережі професійного спрямування, корпоративна пошта	Підвищення точності та ефективності в системах радіомоніторингу	Висвітлити унікальні характеристики продукту

5.5. Бізнес-план реалізації стартап-проекту

5.5.1 Короткий інвестиційний меморандум

На сьогодні пеленгування радіоелектронних засобів здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки (ЕМО), що характеризується багатопроменевим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за частотою корисного сигналу і завад. Тому розробка безпошукових цифрових методів пеленгування, що мають високу точність та можливість попередньої просторової селекції, а також створення відповідного модулю на основі цих пристроїв є потрібними державному сектору та інфокомунікаційному бізнесу [25].

Для відкриття підприємства з виробництва аналого-цифрового модулю потрібні кваліфіковані кадри. Загальна чисельність при відкритті складе 3 людини. Також для розміщення товару, матеріалів та приладів для створення виробу потрібно складське приміщення – 1000 м².

Бізнес-план складений із розрахунку на очікувану кількість створених виробів в квартал – 90 шт., та приблизну похибку в процентах продажу виробу.

5.5.2 Опис бізнесу та продукту

Розроблений аналого-цифровий модуль, забезпечує отримання однозначних, незміщених та ефективних оцінок пеленгу і відрізняється від відомих тим, що з метою підвищення точності визначення математичного очікування і дисперсії оцінок відносного пеленгу від кута надходження радіосигналу враховує їх нелінійні (квадратичні) складові при розкладі функції максимальної правдоподібності в ряд Тейлора. Це суттєво коригує характер очікуваної пеленгаційної характеристики і надає інструмент для досить точного визначення її робочої ділянки та розрахунку якості (точності) оцінок відносного пеленгу.

Із вищенаведеного аналізу та створеної маркетингової програми було прийнято рішення збувати виріб дистриб'юторам промислової електроніки. Таким чином новостворений стартап може зосередитися на виробництві

продукції і не хвилюватися за процес продажу виробу.

5.5.3 План виробництва

Загальний план відкриття підприємства поетапно:

- Пошук приміщення для виробництва;
- Реєстрація юридичної особи;
- Оренда приміщення, закупка матеріалів, закупка відповідного устаткування для створення виробу;
- Укладення договору із дистриб'юторами та початок роботи.

5.5.4 Квартальна кількість продаж та очікуваний фінансовий дохід

Таблиця 5.21.

Очікуваний фінансовий дохід

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q
Дохід за квартал продаж	270900	267750	280350	283500	283500	286650	280350	267750
Втрати від повернень	3500	3500	3500	3500	3500	3500	3500	3500
Загальний дохід	267400	264250	276850	280000	280000	283150	276850	264250

Виріб: Аналого-цифровий модуль радіомоніторингу

Ціна виробу: 3500 грн.

Таблиця 5.22.

Квартальна кількість продаж

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	2Q	4Q
% продаж	86%	85%	89%	90%	90%	91%	89%	85%
Кількість продаж	77	77	80	81	81	82	80	77
Частка заявленої продукції з продажу	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %
Кількість проданих модулів з урахуванням відсотку продаж	77	77	80	81	81	82	80	77
Всього продано в квартал	77	77	80	81	81	82	80	77
Можливий процент повернених пристроїв від проданих за квартал	1,29 %	1,31 %	1,25 %	1,23 %	1,23 %	1,22 %	1,25 %	1,31 %

Сума загального доходу за два роки: 2 192 750 грн.

5.5.5 Витрати та чистий дохід

Таблиця 5.23.

Витрати

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q
Бухгалтерія	300 0	3000	300 0	3000	300 0	3000	3000	3000
Інтернет просування виробу в соціальних мережах професійного спрямування	300 0	3000	300 0	3000	300 0	3000	3000	3000
Сумарна заробітна плата в квартал	120 000	1200 00	120 000	1200 00	150 000	1500 00	1500 00	1500 00
Оренда приміщення	300 00	3000 0	300 00	3000 0	300 00	3000 0	3000 0	3000 0
Канцелярія і тд.	600	900	100 0	1000	900	1500	900	1000
Витрати на матеріали для виробництва	270 00	2700 0	270 00	2700 0	270 00	2700 0	2700 0	2700 0
Всього витрат	183 600	1839 00	184 000	1840 00	213 900	2145 00	2139 00	2140 00

Сума витрат за два роки: 1 591 800 грн.

Таблиця 5.24.

Чистий дохід

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q	Сума
EBITD	8380	8035	9285	9600	6610	6865	6295	5025	6009
A	0	0	0	0	0	0	0	0	50
EBITD A, %									27%
Прибут ок до сплати податків	8380 0	8035 0	9285 0	9600 0	6610 0	6865 0	6295 0	5025 0	6009 50
Подато к на дохід у розмірі 19,5%	1634 1	1566 8	1810 6	1872 0	1289 0	1338 7	1227 5	9799	1171 85
Чистий дохід	6745 9	6468 1	7474 4	7728 0	5321 1	5526 3	5067 4	4045 1	4837 65

5.5.6 Фінансова оцінка

Внутрішня норма доходу: 19%

Чиста поточна вартість, 25%: 214623,27

Таблиця 5.25.

Фінансова оцінка

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q
Дохід проекту	267400	264250	276850	280000	280000	283150	276850	264250
Витрати проекту	183600	183900	184000	184000	213900	214500	213900	214000
Грошовий потік проекту	83800	80350	92850	96000	66100	68650	62950	50250

Висновки

1. В даному розділі був проведений маркетинговий аналіз перспектив реалізації збуту приймально-пеленгаторного модулю радіомоніторингу телекомунікаційних мереж та проведене оцінювання можливостей його ринкового впровадження.
2. В результаті дослідження визначено, що існує можливість ринкової комерціалізації проекту в першу чергу завдяки інноваційності продукту - високої точності та швидкодії модулю.
3. Конкурентна ситуація надає перспективи впровадження продукту, так як продукція товарів-аналогів має лише частковий функціонал реалізованої системи та володіє низкою критичних недоліків, через які рівень довіри до них залишається незадовільним. В результаті існуючі товари-аналоги не створюють прямої конкуренції на ринку України. Проведений аналіз підтверджує, що подальша імплементація проекту є доцільною.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

При виконанні магістерської дисертації було сформульовано та вирішено актуальне наукове завдання, яке полягає у розробці нових та удосконаленні існуючих методів моноімпульсного вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання ТКС в інтересах створення ефективних вимірювальних пристроїв для засобів (комплексів) радіомоніторингу з метою підвищення їх ефективності при визначенні місцеположення джерел радіовипромінювань.

Висновки та рекомендації з наукового й практичного використання отриманих результатів:

1. Як показує практика ведення РМ в мирний час, досвід останніх військових конфліктів за межами України та в її східних областях і в зоні ООС радіоелектронна обстановка постійно ускладнюється й характеризується:

- постійним збільшенням кількості й різноманіття ДРВп сучасних ТКС;
- широким діапазоном робочих частот (від 30 МГц до 400 ГГц) і тривалостей сигналів ДРВп (десятки нс – сотні мкс);
- високою щільністю потоку сигналів ДРВп в точці прийому, яка може досягати 10^5 - 10^7 імпульсів за секунду;
- використанням сигналів зі складною частотно-часовою структурою та інформаційним наповненням;
- застосуванням енергетично прихованих режимів роботи ТКС, в тому числі – з короткочасовими сеансами випромінювання, які значно ускладнюють їх спостереження.

Результати проведених досліджень свідчать, що одним із шляхів вирішення цього протиріччя і підвищення ефективності РМ є подальший розвиток і вдосконалення методологічного апарату побудови підсистем вимірювання частоти за рахунок розробки нових і удосконалення існуючих методів вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання.

2. Отримано удосконалений інтерференційний метод вимірювання миттєвої частоти, який відрізняється від відомих наявністю двох каналів вимірювання, при цьому перший (основний) канал забезпечує грубе і однозначне вимірювання частоти вхідних сигналів в широкій смузі частот, а другий (додатковий) – точне вимірювання за рахунок більш чутливого дискримінаційного пристрою.

Синтезовано структурні схеми двоканального моноімпульсного вимірювача миттєвої частоти ДРВп в аналогово-цифровому варіанті реалізації.

Розроблений метод покладений в основу структури запропонованого типового аналого-цифрового приймально-пеленгаторного модуля для засобів РМ, застосування якого підвищує ефективність визначення місцеположення ДРВп.

3. Порівняння удосконаленого методу з відомими показує, що застосування моноімпульсного двоканального методу вимірювання миттєвої частоти замість пошукових суттєво підвищує швидкодію підсистеми визначення місцеположення ДРВп, створює умови для ведення РМ в реальному масштабі часу. Запропонований типовий приймально-пеленгаторний модуль, як апаратна композиція реалізації удосконалених моноімпульсного методу пеленгування і двоканального методу вимірювання миттєвої частоти на основі фазометрів інтерференційного типу має удвічі меншу кількість антенних елементів та простіший приймальний тракт, що забезпечуватиме кращу стабільність його електричних параметрів і повторюваність у серійному виробництві.

4. Достовірність наукових результатів забезпечується коректною постановкою завдань, обґрунтованим вибором основних припущень і обмежень, використанням сучасного апробованого математичного апарату, сполученням теоретичних і експериментальних досліджень, несуперечністю отриманих наукових результатів загальновідомим фізичним і математичним положенням, а також результатами математичного моделювання.

5. При практичній реалізації запропонованого аналого-цифрового МППМ можна очікувати отримання таких його технічних характеристик:

- відносна смуга робочих частот – до $\pm 20\%$ від центральної частоти (визначається смугою пропускання аналогових елементів приймального тракту);
- сектор виявлення – $15 \dots 30^\circ$ (сумарна ширина двопроменевої ДНА);
- робочий сектор – $7 \dots 15^\circ$;
- робоче відношення сигнал/шум – ≥ 20 дБ;
- СКП тракту грубого пеленгування – $1 \dots 2^\circ$;
- СКП тракту точного пеленгування – $0,3 \dots 0,4^\circ$.

6. Отримані результати можна рекомендувати для використання при модернізації існуючих та розробці перспективних засобів і комплексів радіомоніторингу.

7. Мета магістерської роботи досягнута, всі часткові завдання дослідження вирішені.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Слободянюк П. В. Довідник з радіомоніторингу / П. В. Слободянюк, В. Г. Благодарний, В. С. Ступак; під. заг. ред П. В. Слободянюка. — Ніжин: ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. — 588 с.
2. ГОСТ 30338-95 Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Устройства радиопередающие всех категорий и назначений народнохозяйственного применения. Требования к допустимым отклонениям частоты. Методы измерений и контроля
3. Справочник по радиоконтролю. - Женева, МСЭ, 2002.
4. Рембовский А.ММ Ашнхмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под ред. А.М. Рембовского.- М.: Горячая линия Телеком. - 2006.- 492 с: илл.
5. Войтко В.В., Ільницький А.І. Математична модель процесу вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання фазометричними пристроями інтерференційного типу.-Київ, Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. 2017 - №70.- с. 17-22
6. Радзиевский В.Г. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. / В.Г. Радзиевский, П.А.Трифонов. — М.: Радиотехника, 2009. — 288 с
7. Логачев С.В. Дослідження методів ідентифікації радіотехнічних вимірів при супроводі близько розташованих об'єктів / С.В. Логачев, Г.В. Худов, Р.В. Дзюбчук / Збірник наукових праць Житомирського військового інституту імені С.П. Корольова. — 2013. — №8. — С. 47–53
8. Светозаров В.В. Основы статистической обработки результатов измерений / В.В. Светозаров.- М.: МИФИ, 2005. — 400 с.
9. Войтко В.В., Ільницький А.І., Казаров А.А.. Спосіб двоканального моноімпульсного вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання станціями радіомоніторингу.- Деклараційний

- патент на корисну модель № 107253 від 25.05.2016 // “Винаходи в Україні” – К. : Бюл. № 10. – 2016.
10. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. - 608 с.
 11. Вартанесян В.А. Радиоэлектронная разведка. - М.: Воениздат, 1975. - 255 с.
 12. Д.Р.Родс. Введение в моноимпульсную радиолокацию / Пер. с англ. Б.М.Герасимова, Под ред. Л.Д.Бахраха. – М.: Сов.радио, 1960 – 160 с.
 13. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация. / А.И.Леонов, К.И.Фомичев - М.: Сов. радио, 1970. -392 с.
 14. Радиотехника: Энциклопедия / Под ред. Ю.Л. Мазора, Е.А. Манчусского, В.И. Правды. – М.: Додэка-XXI, 2002. – 944 с
 15. Светозаров В.В. Основы статистической обработки результатов измерений / В.В. Светозаров.- М.: МИФИ, 2005. – 400 с.
 16. Ткалич В.Л. Обработка результатов технических измерений / В.Л. Ткалич, Р.Я. Лобковская. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2011. – 72 с.
 17. Войтко В.В., Ільницький А.І., Казаров А.А.. Пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання станціями радіомоніторингу.- Деклараційний патент на корисну модель № 107254 від 25.05.2016 // “Винаходи в Україні” – К. : Бюл. № 10. –2016.
 18. Ільницький А.І., Рудевич А.Є., Куценко Р.О. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання. - Деклараційний патент №145417 на корисну модель u202003993 від 02.07.2020.- Бюл.№23, 11.12.2020
 19. Ільницький А.І., Бурба О.І Статистичні критерії оцінювання інформативності ознак джерел радіовипромінювання

- телекомунікаційних мереж і систем при їх розпізнаванні Київ: Кібербезпека: освіта, наука і техніка. Том 1, №5, 2019.- С.83 – 92
20. Ільницький А.І., Цуканов О.Ф., Якорнов Є.А. та інші. Звіт з виконання НДР «Розробка і дослідження методів моноімпульсного пеленгування і вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем», шифр «Пеленг», номер держреєстрації - № 0117U006385, 2017-2020 р.
 21. Ільницький А.І., Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті вхідних сигналів.- Деклараційний патент №144798 на корисну модель у 202003103 від 25.05.2020.- Бюл.№20, 26.10.2020
 22. Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого-цифровий приймально-пеленгаторний модуль моноімпульсного радіомоніторингу інфокомунікаційних мереж. - Міжнародна науково-практична конференція «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» ОНАЗ ім. О.С. Попова. Зб. матеріалів конф - Одеса, 16 -19 листопада 2020 р.
 23. Розроблення стартап-проекту (Електронний ресурс) / Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. Ред. О.А.Гавриша. - Київ: НТУУ «КПІ», 2016.- 28 с.
 24. Тиль П. От нуля к единице: как создать стартап, который изменит будущее / П. Тиль, Б. Мастерс; перевод с англ. – Москва: Альпина паблишер, 2015. – 188 с
 25. Маллинс Дж. Поиск бизнес-модели: как спасти стартап, вовремя сменив план / Дж. Маллинс, Р. Комисар ; пер. с англ. М. Пуксанти и Е. Бакушевой. – Москва: Манн, Иванов и Фербер, 2012. – 329 с.